Anno II - Agosto 1958 - Sped. in abbon. postale - Gruppo III

alta fedeltà

NUMERO 8 LIRE 250

Direzione, Redazione,
Amministrazione
VIA SENATO, 28
MILANO
Tel. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

sommario al n. 8 di alta fedeltà

pubblicazione mensile

Direttore tecnico: dott. ing. Antonio Nicolich
Impaginatore: Oreste Pellegri
Direttore responsabile: Alfonso Giovene

Un fascicolo separato costa L. 250; abbonamento annuo L. 2500 più 50 (2% imposta generale sull'entrata); estero L. 5000 più 100.
Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.
La riproduzione di articoli e disegni da noi pubblicati è permessa solo citando la fonte.
I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati.
La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la Direzione
Autorizz. del Tribunale di Milano N. 4231 - Tip. TET - Via De Sanctis, 61 - Milano

DISCHI A 78 GIRI, MICROSOLCO, STEREOFONICI

Queste le tappe dell'evoluzione del disco fonografico. Il disco a 78 giri, che ancor oggi viene designato coll'appellativo di « standard » va subendo in questi ultimi mesi una sensibile diminuzione di vendita. Il microsolco, apparso circa 10 anni fa, incontrò notevole resistenza a diffondersi, ad opera dei possessori di vecchi dischi; una naturale e spiegabile riluttanza fa sì che colui che a suo tempo ha sostenuto spese considerevoli per procurarsi una discoteca, debba opporsi all'introduzione di un nuovo ritrovato, che gli fa scartare ciò che egli riteneva il non plus ultra. In effetti è accaduto che intere discoteche hanno dovuto essere totalmente svalutate e sostituite dal microsolco. Per il fabbricante di dischi e per il rivenditore è stata una pacchia, ma quanti dispiaceri ciò ha procurato a molti anziani amatori del bel vecchio canto! Gli idoli che li estasiavano, e che estasiarono i loro padri ed i loro nonni, sono crollati, devono essere messi nel dimenticatoio! I dischi di Caruso, sono da buttar via! e così quelli della Tetrazzini, della Storchio, del Tamagno, dello Stracciari, del De Angelis e perfino del Pertile e della Toti Dalmonte; questa è troppo grossa! Rinunciare ad essi è rinunciare ad una parte della propria anima. E' noto infatti che la riproduzione di simili vecchi dischi con i fonorivelatori moderni è pessima, assai peggiore di quella ottenibile con un vecchio rivelatore del peso di oltre 200 grammi. Non è dunque più possibile riascoltare quelle care prodigiose ugole d'oro, ed i possessori delle vecchie discoteche ammutoliscono davanti alle rovine provocate dal tornado che si chiama microsolco. C'è di peggio! Molti di quegli anziani signori hanno superato sè stessi ed hanno acquistato i dischi a 33 e 45 giri, ma quale delusione li attendeva! La nuova musicalità, l'estensione della gamma acustica fino alle estreme frequenze percettibili, dà alla riproduzione un timbro sconcertante e fornisce una sensazione sgradevole all'orecchio abituato ai dischi con frequenza di taglio 4000 Hz; bisogna farsi una moderna mentalità, bisogna rinnegare il passato; e quei distinti signori si son fatti forti ancora una volta: hanno esercitato lungamenete il loro udito ai nuovi modi elettroacustici, col risultato di non trovare soddisfazione e di aver perduto la fiducia nei loro vecchi dischi, che ora appaiono sbiaditi, quasi ridicoli. Un mondo che crolla, un vero sfacelo morale! Si noti che i moderni dischi a 78 giri danno gli stessi risultati dei microsolco, tuttavia vengono di gran lunga preferiti nell'Italia del sud, forse per un persistere della vecchia mentalità che attacca i meridionali agli oggetti tradizionali; si tratta però di dischi a 78 moderni, che non devono essere confusi con quelli vecchi e che sono definitivamente scaduti.

Orbene, a meno di un decennio dalla rivoluzione del microsolco, appare il disco stereofonico ed è naturale che chi si è fatto una vasta discoteca di microsolco, lo veda come un flagello per i suoi magnifici dischi modernissimi.

La nuova generazione del microsolco che canzona la vecchia generazione dei 78 giri, teme di trovarsi oggi, dopo una vita effimera, nella condizione di essere canzonata dai fratelli minori. « No, no, no! » Così si grida a gran voce: « il sistema dei dischi stereofonici è compatibile, cioè acconsente la riproduzione inalterata dei dischi monocanale ». Ma chi ha subito le conseguenze della precedente catastrofe, rimane dubbioso. Dovrà egli gettar via la nuova discoteca microsolco; il micro groove verrà soppiantato dalla stereofonia? « No e poi no » si sente ripetere, ma così si diceva anche all'epoca dell'avvento del microsolco. La buona volontà di mantenere la promessa non è mancata, infatti tutti i giradischi moderni sono provvisti della velocità 78 giri al minuto. Tuttavia il vecchio disco oggi può solo avere valore storico.

Deduciamo che se il nuovo mezzo elimina quello precedente, significa che è di esso molto migliore e rappresenta un reale progresso constatato, ammesso e definitivamente sanzionato dal pubblico di massa e dal tempo, che sono i giudici ai quali spetta la formulazione della sentenza. E allora inchiniamoci alla marcia trionfale del progresso asciugando nascostamente e rapidamente qualche furtiva lagrima ad imitazione di Adina, consolandoci pensando che i grandi del passato potranno diventare leggendariamente sommi quando non vi sarà più il documento di controllo, che (diciamolo sottovoce, che nessuno ci senta!) talvolta ci umilia con crude inequivocabili smentite.

Dott. Ing. A. NICOLICH

INTRODUZIONE ALL'ALTA FEDELTA'

I COMPLESSI DI AMPLIFICAZIONE DI POTENZA CON STADI DI PREAMPLIFICAZIONE E REGOLAZIONE INCORPORATI

Dott. Ing. F. SIMONINI

Abbiamo già detto dell'enorme diffusione che ha avuto in molti Paesi specie in Usa la tecnica dell'Hi-Fi; aggiungiamo ora che come logica conseguenza si sono affermati tutta una serie di modelli di forme e di scopi diversi.
Dell'amplificatore classico con stadi di potenza ed alimentazione a parte e preamplificatore separato, a portata di mano dell'operatore, abbiamo già trattato negli scorsi numeri. Vediamo ora alcuni tipi di amplificatori con comandi di tono di volume ecc. incorporati in un tutto unico in uno chassis di piccole dimensioni che spesso, in quanto curato particolarmente dal punto di vista estetico, possono venir impiegati come soprammobile.
Si ha così una disposizione di tipo economico, molto diffusa in USA, secondo la quale il pannello con gli altoparlanti viene disposto a parte nella posizione più opportuna, mentre giradischi ed amplificatori vengono disposti come soprammobili oppure sistemati in uno degli scaffali di una libreria a parete.
Questa soluzione è di grande rendimento, poco impegnativa, quanto a mobili non comporta in sostanza varianti all'arredamento della stanza anzi si adatta con estrema facilità ai mobili esistenti. La spesa si riduce poi sensibilmente come abbiamo detto ed anche per questo motivo questa esecuzione pensiamo sarà la preferita dagli OM, dai radioamatori che passano al campo dell'alta fedeltà e da tutti coloro che desiderano autocostruirsi la parte amplificatrice.
Appunto per venire incontro nel modo migliore alle esigenze dei nostri lettori descriveremo qui una serie di amplicatori con preamplificatore incorporato.
Mettiamo però in guardia tutti coloro che vorranno autocostruirsi l'amplificatore da un problema delicato e di carattere squisitamente costruttivo: l'eliminazione del rumore di fondo o meglio la scelta dei terminali di massa. Se si esaminano da vicino gli chassis del preamplificatore Heathkit o dell'amplificatore della Harman e Kardon o dei complessi della Heath con preamplificatore incorporato (che tra poco descriveremo nei particolari circuitali) si può notare una distribuzione apparentemente caotica dei terminali di massa distribuiti per lo più con dei comuni rivetti lungo le lamiere dello chassis.
In realtà tutta la distribuzione delle masse è stata accuratamente studiata per ridurre al minimo il rumore di fondo e nel corso dello studio del prototipo si sono studiate le posizioni dei terminali una per una in modo da non incrociare uno dei percorsi del campo elettrico a c.a. nello chassis. La spigliata distribuzione del cablaggio dovuta essenzialmente ai tempi del montaggio è quella che trae invece in inganno e fa sembrare le cose facili al dilettante.
Non mancheremo comunque alla fine di questa seconda parte di fornire delle norme pratiche per il cablaggio degli amplificatori.

Il complesso « Trend II » della Harman e Kardon

E' un amplificatore di grande sensibilità e potenza giacchè con i pochi mV di una cartuccia a riluttanza variabile permette fino a 40 W di potenza di uscita. Ciononostante si presenta come di modeste dimensioni racchiuso in uno chassis di linea moderna da disporre su di una consolle. Questa realizzazione ultracompatta è stata possibile grazie all'impiego dei circuiti stampati persino nei circuiti di alimentazione e del controfase parallelo finale. A differenza di altri amplificatori di fedeltà questo complesso permette anche la regolazione del fattore di smorzamento dell'altoparlante.
La forte potenza di uscita di questo complesso permette l'eccitazione di altoparlanti speciali come l'AR1 della Acoustical Research Inc. che per esigenze di funzionamento ha un forte traferro per la bobina mobile con conseguente scarso rendimento.
Le prestazioni sono le seguenti:
— Potenza massima 40 W. Potenza di punta 60 W.
— Percentuale distorsione massima alla potenza di 40 W : 2%
— Impedenze di uscita: per bobine mobili da 4 a 12 ohm e da 12 a 24 un'apposita commutazione permette di collegare o un altoparlante o l'altro o tutti e due in parallelo.
— Risposta di frequenza: ± 1 dB 20-20.000 Hz a 40 W ± 0,5 dB 20-40.000 Hz a 20 W
— Fattore di smorzamento: variabile in 6 commutazioni da 20 a 0,1
— Rumore di fondo: con comando di volume al minimo 80 dB sotto al livello max dei 40 W di uscita
  - agli ingressi ausiliari ed al sintonizzatore 70 dB con 40 W di uscita.
  - all'ingresso fono (equalizzazione RIAA) 60 dB sotto al livello dei 40 W di uscita.
— Controlli di tono: ± 16 dB a 50 e 10.000 Hz
— Livelli di ingresso: 0,3 V con comandi di livello separati per i due ingressi ausiliarii.
  - fono 4 mV per la testina Fairchild
    10 mV per la testina G.E.
    25 mV per la testina Pickering
— Controllo fisiologico: 6 posizioni: Pos. 1 senza compensazione
  Pos. 2 circa 10 dB in meno rispetto alla curva di Fletcher e Mounson
  Pos. 3 circa 5 dB in meno rispetto alla curva di Fletcher e Mounson
  Pos. 4 compensazione secondo la curva di F. e M.
  Pos. 5 compensazione 5 dB in più rispetto alla curva di F. e M.
  Pos. 6 compensazione 10 dB in più rispetto alla curva di F. e M.
— Distorsione: inferiore all'1% per l'uscita massima di 40 W.
— Filtro del Rumble: 3 posizioni

— Equalizzazione disco: LP-RIAA-EUR
— Equalizzazioni nastro: per velocità di 15; 7,5; 3,75 pollici al secondo.
— Comando bassi e acuti: 16 dB circa di attenuazione e di esaltazione sia per i bassi che per gli acuti a 50 e 10.000 Hz
— Filtro del rumble: attenuazione:
0 dB in p. 1
6 dB in p. 2 per la frequenza di 50 Hz
6 dB in p. 3 per la frequenza di 100 Hz

Dati generali:
9 comandi e cioè: volume, alti, bassi, funzione, imped. altoparlanti, smorzamento altoparlanti, filtro del rumble, carico testina a riluttanza variabile, controllo fisiologico, più due comandi a parte semifissi per la regolazione del livello sui due ingressi ausiliari e 2 comandi pure semifissi per il bilanciamento statico e dinamico dello stadio finale di potenza.

Valvole:
10 valvole di cui 4 in push-pull-parallelo nello stadio finale di potenza e cioè: n. 4-12 AB5, 1-12AT7, 2-12AX7, 1-12AV6, 2-EZ81

Alimentazione:
80 W in assenza di uscita di bassa frequenza
130 W alla massima uscita consentita
90 W ad un livello medio di uscita
Tensione di alimentazione 110-220 V c.a. con due attacchi ausiliari di rete posti a valle dell'interruttore generale.

Dimensioni:
35 cm di larghezza × 10 di altezza × 24 cm di profondità (dimensioni limite conseguite grazie all'impiego dei circuiti stampati).

Peso:
circa 12 Kg.

Fig. 1
Questo è l'aspetto tipico di un amplificatore di potenza per Hi-Fi. I componenti disposti sotto lo chassis di solito sono poco numerosi e di ridotte dimensioni. Per questo motivo gli chassis sono di solito poco profondi a tutto vantaggio di un ingombro ridotto. Sono chiaramente visibili nella foto i 2 jack per il controllo delle correnti catodiche delle finali e l'asse del potenziometro per il bilanciamento statico del controfase.

Lo schema di principio

In fig. 2 abbiamo riportato per esteso lo schema di principio del complesso da 40 W « Trend II » della H. e K. Questa forte potenza di uscita è ottenuta grazie ad un push-pull parallelo di 12AB5 funzionanti in classe AB con polarizzazione base di griglia a parte.

Il circuito di controreazione è fuori del comune e prevede una rete di resistenze e condensatori atti ad introdurre uno smorzamento variabile per l'altoparlante. Uno dei commutatori regola la resistenza di caduta del livello di controreazione di 18 a 470 kΩ in serie con una resistenza da 68 kΩ. Due condensatori da 100 pF permettono al solito la stabilizzazione dell'amplificatore per ciò che riguarda il limite superiore della banda amplificata per la quale vengono così ridotte le rotazioni di fase.

Mentre con una sezione del commutatore si varia la controreazione totale dell'amplificatore, con l'altra si inseriscono a volontà delle resistenze di basso valore (da 0 a 0,27 Ω) in serie al circuito degli altoparlanti A e B. Se ne comanda così lo smorzamento.

Tramite i due piccoli commutatori a disposizione dell'operatore (commutatore degli altoparlanti per 1 altop. A, pos. 2 altop. A e B in parallelo, pos. 3 altoparlante B; commutatore di impedenza pos. 1 - 18 Ω, pos. 2 - 8 Ω) si controllano le condizioni di alimentazione della sezione di riproduzione elettroacustica.

Dei tre capi di uscita a disposizione C è quello comune ai circuiti di A e B.

I pentodi finali 12AB5 sono collegati in parallelo a due a due.

Mentre le griglie controllo fanno capo ad una unica resistenza da 1 kΩ per ogni lato del controfase le griglie schermo vengono alimentate separatamente da quattro resistenze da 1 kΩ. Viene così introdotto un certo grado di controreazione nel circuito relativo di ogni tubo.

Una 12AT7 provvede all'inversione di fase. Un triodo lavora normalmente l'altro viene pilotato di catodo. Il perfetto bilanciamento viene ottenuto solo con una elevata resistenza di catodo (27 kΩ). La forte polarizzazione di griglia che ne risulta viene compensata dal fatto che il triodo ad alto μ che precede lo stadio invertitore di fase viene accoppiato direttamente senza condensatore di accoppiamento. La polarizzazione di griglia è quindi data dalla differenza di tensione tra il catodo della 12AT7 e la placca della 12AV6.

I circuiti di griglia della 12AT7 sono bypassati a massa con un condensatore da 0,22 μF. Si tratta di un valore abbastanza elevato ed inconsueto così come quello dei condensatori di accoppiamento tra le placche della 12AT7 e le griglie dei tubi finali. E' questa una delle

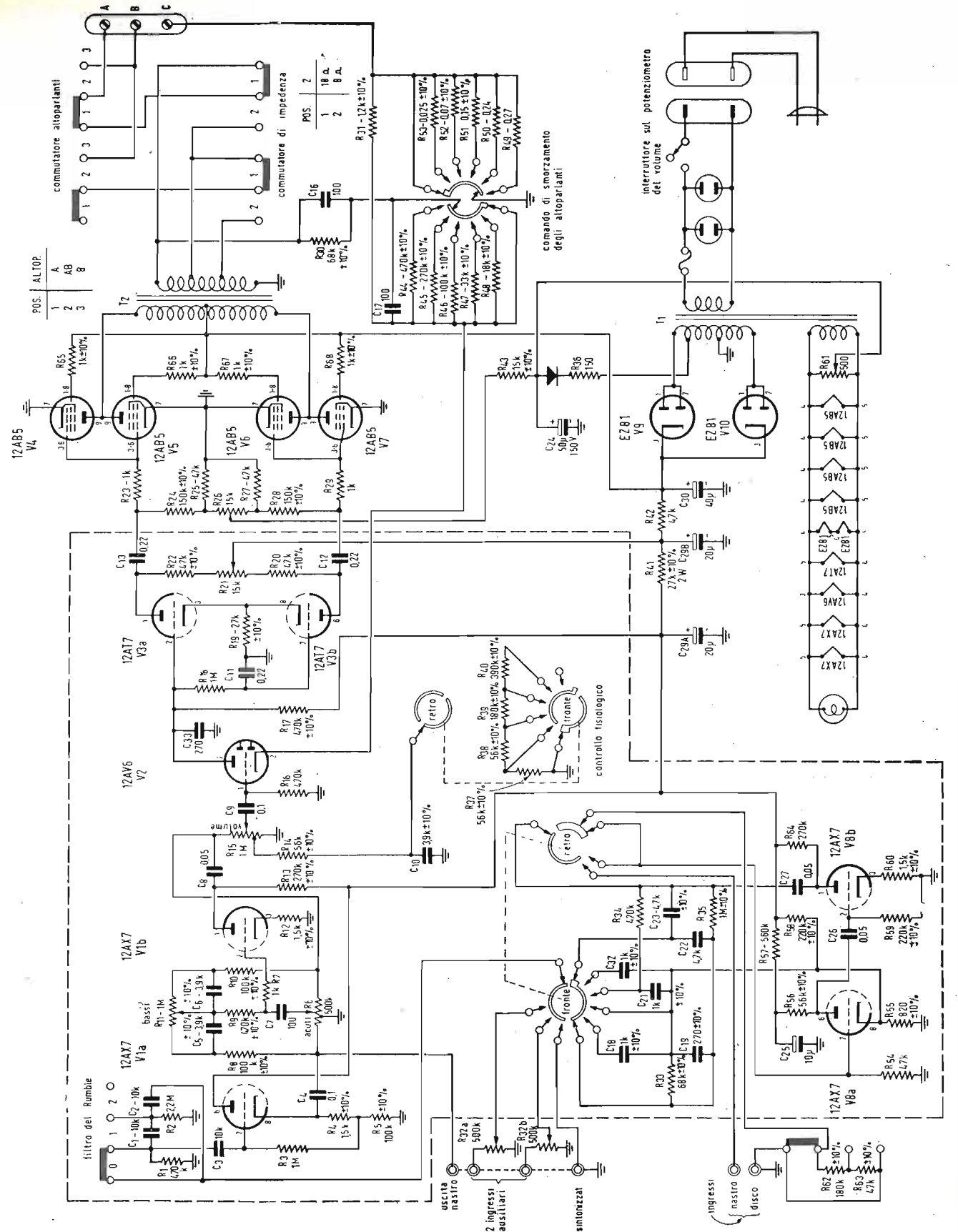



Fig. 2
E' questo lo schema di principio dell'amplificatore « Trend II » della Harman e Kardon. Dal punto di vista circuitale esso è uno dei migliori complessi del mercato U.S.A. sia per le prestazioni, sia per la potenza di uscita e soprattutto per l'abilità con cui esso è stato progettato in ogni più piccolo dettaglio. Il circuito racchiuso entro la linea a tratto è stato interamente realizzato con circuiti stampati. Questa impostazione costruttiva ha permesso di realizzare il complesso con dimensioni ridottissime in uno chassis di gradevole aspetto estetico da impiegare anche come soprammobile (vedi foto del n. 7).

precauzioni consigliate dal Williamson per ridurre per quanto possibile le rotazioni di fase per le frequenze più basse dello spettro subacustico.
Si tenga presente d'altra parte che in griglia ai tubi finali, per sicurezza, dato il minimo grado di vuoto tipico dei tubi di potenza, è stata impiegata una resistenza di soli 150 kΩ. Un basso carico di griglia poi unito al basso carico anodico (47 kΩ) delle sezioni della 12AT7 offre qualche garanzia che un eventuale picco di segnale in griglia che superi col valore di cresta il negativo base di polarizzazione delle finali, sia sopportato con una certa facilità senza introdurre cioè una distorsione eccessiva. Questo infatti deve essere una delle capacità dell'amplificatore di alta fedeltà, quella di reggere i sovraccarichi istantanei.
Il condensatore da 270 pF in placca alla 12AV6 ha invece il compito di tagliare decisamente le frequenze più elevate in modo da evitare, sempre secondo i consigli del Williamson, che si abbia una amplificazione superiore a 1, laddove per le frequenze più alte, nel campo ormai degli ultrasuoni si verifica la completa rotazione di fase di 360°. E di questo parere è anche un altro autorevole autore, il Bode, di cui abbiamo già segnalato la notevole pubblicazione « Network analisys and Feedback amplifier ».
Completano il circuito del controfase la regolazione di polarizzazione base di griglia e quella di bilanciamento, anche queste novità circuitali inaugurate dal Williamson.
Nel caso del negativo di griglia non si fa altro che regolare una caduta di tensione mediante due resistenze da 50 kΩ derivate a massa dai capi di un potenziometro da 15 kΩ, mentre per il bilanciamento dinamico la regolazione viene riportata ad una variazione di carico anodico. Si potrebbe pensare che la forte controreazione catodica dello stadio invertitore di fase (27 kΩ) provveda già a fornire un sufficiente bilanciamento rendendo di conseguenza inutile questo comando ma la esperienza insegna che anche un lieve ritocco può spesso comportare una sensibile riduzione nella distorsione (dall'1.5% ad esempio si può scendere al 0.5%) e quel che più conta una corrispondente riduzione della percentuale di intermodulazione.
Vediamo ora il circuito del preamplificatore.
Una 12AX7 è inserita nel circuito di regolazione dei toni alti e bassi. La disposizione circuitale relativa dei componenti RC è di tipo poco comune: essa presenta il notevole vantaggio di venir inserita in un gioco di controreazione. Dalla placca del secondo stadio parte infatti un collegamento che ritorna al circuito di griglia. In questo modo le rotazioni di fase grazie all'intervento della controreazione vengono sensibilmente ridotte.
Dal punto di vista realizzativo questo circuito presenta però lo svantaggio di richiedere un potenziometro da 1 MΩ a presa centrale.
Il primo stadio della 12AX7 si comporta come un amplificatore di catodo. La bassa impedenza di lavoro che così si realizza in uscita è molto utile per l'efficacia dei comandi di regolazione dei toni. Non solo ma essa permette di alimentare con una adatta boccola di uscita a parte su bassa impedenza i circuiti di entrata di un registratore a nastro.
Anche il potenziometro di volume è realizzato con una resistenza variabile da 1 MΩ a presa centrale. Il circuito viene utilizzato per il controllo fisiologico che però qui viene inserito solo per le frequenze più basse (per le quali la differenza di riproduzione è di gran lunga più avvertibile) mentre per i più esigenti la regolazione può venir completata con una lieve esaltazione dei toni acuti con il relativo comando. In sostanza il condensatore da 3,9 K ± 10% che viene inserito nella presa del potenziometro taglia gli acuti e per conseguenza in senso relativo esalta i toni bassi, per i quali l'impedenza offerta dal condensatore è maggiore.
La regolazione di questa esaltazione viene ottenuta con l'inserzione in parallelo al condensatore di circa 4000 pF di sei valori di resistenza da 56 kΩ a 680 kΩ.
Sull'ingresso del primo stadio in griglia alla prima sezione della 12AX7 è invece disposto il comando a tre scatti per il filtro « anti-rumble ».

Come si può notare il taglio di 6 dB sulle note basse (50 Hz) e 6 dB per i 100 Hz, viene molto semplicemente ottenuto con l'inserzione di condensatori di accoppiamento di debole valore (10.000 pF in serie a carichi da 2,2 MΩ a 470 kΩ. Sulla posizione 0 il circuito raggiunge la massima linearità sui bassi in quanto i 10.000 pF sono inseriti in serie all'impedenza di griglia del catode follower che è elevatissima (almeno 10 MΩ).
Nè si hanno in pratica apprezzabili variazioni di livello nel passaggio da una posizione all'altra in quanto:
— il carico che viene sempre applicato ai capi del circuito d'ingresso (due ingressi ausiliari, sintonizzatore o carico anodico del tubo precedente) è al minimo di 470 k applicato in pratica in parallelo ad un carico di 200-250 kΩ entrata (presa sui potenziometri o carico del sintonizzatore o carico dell'altra 12AX7).
— l'altro carico da 2.2 MΩ derivato verso massa è molto più elevato dei 470 kΩ ed in sostanza rimane sempre collegato al circuito di ingresso.
Il circuito di preamplificazione è comunque diviso in due distinte sezioni:
— la prima che abbiamo finora esaminato e che fa capo agli ingressi ausiliari (nastro ad alto livello, testina piezoelettrica ecc.) ed al sintonizzatore, che vengono direttamente selezionati dal commutatore di funzionamento ed inviati direttamente al circuito di ingresso della prima 12AX7.
— la seconda che fa capo ad una seconda 12AX7 che provvede alle equalizzazioni ed alla preamplificazione necessaria per gli ingressi a basso livello (nastro, disco).
Un'occhiata al circuito ci permette subito di osservare che i circuiti RC di equalizzazione vengono disposti in controreazione tra la placca del secondo stadio ed il catodo della prima sezione a triodo.
Non si dirà mai abbastanza della utilità di questa disposizione che come abbiamo già detto altre volte riduce al minimo le rotazioni di fase.
Alle varie commutazioni provvede un commutatore di funzione che scegliendo la equalizzazione provvede pure a commutare le entrate « nastro » « disco » a basso livello e l'entrata del secondo stadio di amplificazione sull'uscita del primo.
In entrata alla posizione a basso livello « disco » è applicato un commutatore a tre posizioni che provvede a scegliere la più adatta resistenza di entrata per le testine G.E. Pickering e Fairchild.
L'alimentazione di questo complesso è del tutto convenzionale. I filamenti sono tutti alimentati a 12 V e con un potenziometro da 500 Ω si provvede ad applicare ad essi il potenziometro ricavato dal negativo di griglia per lo stadio finale allo scopo di ridurre l'hum di fondo.
Per alimentare un complesso di questa potenza si sono impiegate 2 EZ81 in parallelo (220 mA max).
Si è ottenuto così il vantaggio di avere una bassa caduta anodica di alimentazione ed una certa salvaguardia per il condensatore di ingresso da 40 μF che viene caricato progressivamente dal graduale riscaldamento dei catodi delle raddrizzatrici.
Il circuito di raddrizzamento per il negativo di griglia viene ottenuto con una presa sul trasformatore di alimentazione (secondario AT) con un diodo che ha disposta in serie una resistenza di limitazione (per la carica del condensatore da 50 μF) da 150 Ω.
Il circuito di alimentazione in c.a. è regolarmente protetto da fusibile e l'amplificatore prevede anche due prese ausiliarie a c.a. per l'alimentazione di altri apparati da utilizzare con l'amplificatore (nastro, giradischi, ecc.). Si tratta di una disposizione molto utile in quanto con un solo interruttore si comandano in pratica tutti i circuiti.
Nel complesso questo è uno dei circuiti più lineari e completi del campo Hi-Fi, in cui semplicità ed efficienza si accoppiano a dare un circuito di classe con delle notevoli prestazioni. Esso potrà nelle nostre intenzioni inquadrare le idee degli amatori Italiani di Hi-Fi. ■

I transistori negli amplificatori di potenza per alta fedeltà

Dott. Ing.
PIERANTONIO CREMASCHI

A tutti sono noti i vantaggi offerti dai transistori nella realizzazione di amplificatori audio. La lunga durata, il basso consumo, il piccolo ingombro, sono, senza dubbio, le doti essenziali dei transistori. Purtroppo a queste doti si debbono aggiungere alcuni svantaggi che hanno reso impossibile l'uso dei transistori in molte applicazioni. Uno di questi è la instabilità di funzionamento del transistore con le variazioni della temperatura e con le variazioni della tensione di alimentazione. Questa instabilità di funzionamento porta a delle variazioni di guadagno dello stadio di amplificazione che sono del tutto inaccettabili in molte applicazioni.
Nel campo degli amplificatori per alta fedeltà la stabilità del guadagno non ha interesse. Infatti basterà, per ottenere i medesimi risultati, variare leggermente la regolazione del volume. Per i primi stadi di amplificazione di tensione degli amplificatori ad alta fedeltà è possibile quindi, assai facilmente, realizzare gli stadi amplificatori con i transistori invece che con i tubi elettronici. Negli stadi finali di potenza, invece, è necessario ricorrere a transistori speciali aventi un'alta corrente massima ammissibile di collettore ed un'alta tensione massima ammissibile. Per l'amplificatore medio di potenza ad alta fedeltà sono necessari 20 watt indistorti d'uscita, quindi solo dei transistori aventi delle caratteristiche di funzionamento che permettono la circolazione di correnti di collettore dell'ordine di 5 ÷ 10 ampere, con tensioni di collettore dell'ordine di 4 ÷ 9 volt, devono essere impiegati.
Nel seguito si presentano ai lettori i dati caratteristici completi di un transistore della Delco e i dati più salienti per altri sempre della Delco, che potrebbero essere utilmente impiegati per amplificatori ad alta fedeltà aventi una potenza d'uscita di 20 W. Questi tipi di transistori sono stati recentemente immessi sul mercato. Si tratta di transistori di dimensioni assai più grandi di quelli comunemente impiegati per amplificatori di tensione a basso livello; infatti, hanno un diametro di 43 mm, ed un'altezza, sopra il telaio, di 16 mm (1).

Fig. 1
Stadio in controfase, amplificatore di potenza, realizzato con due transistori.

Transistore di potenza 2N278.

Questo transistore di potenza è un transistore P N P del tipo a giunzione progettato per essere impiegato con una tensione di alimentazione di 12 V. Le sue caratteristiche principali sono: un'elevata potenza d'uscita, un alto guadagno, una bassa distorsione. L'amplificazione di corrente si mantiene alta e sufficientemente costante per correnti di collettore fino a 7 A. La distorsione e bassa anche nello stadio ad emissore comune, sia per funzionamento in classe A, sia per funzionamento in classe AB in controfase. La custodia è sigillata ermeticamente e saldata.
Questo transistore possiede un'alta resistenza alle scosse ed alle vibrazioni, esso viene sottoposto ad un trattamento termico sotto vuoto e viene impregnato ad una ben determinata temperatura. Non si hanno alte-

Fig. 2
Dimensioni del transistore di potenza 2N278.

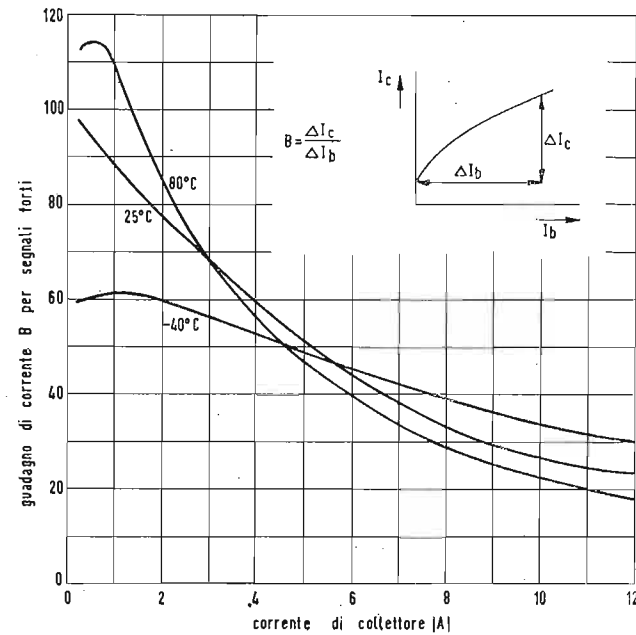
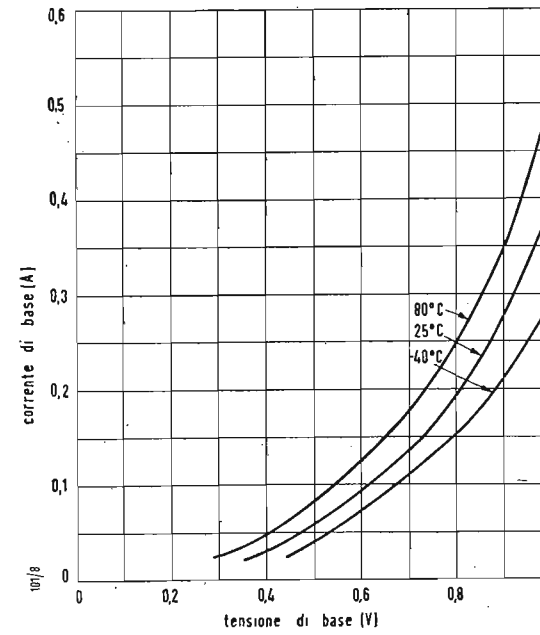
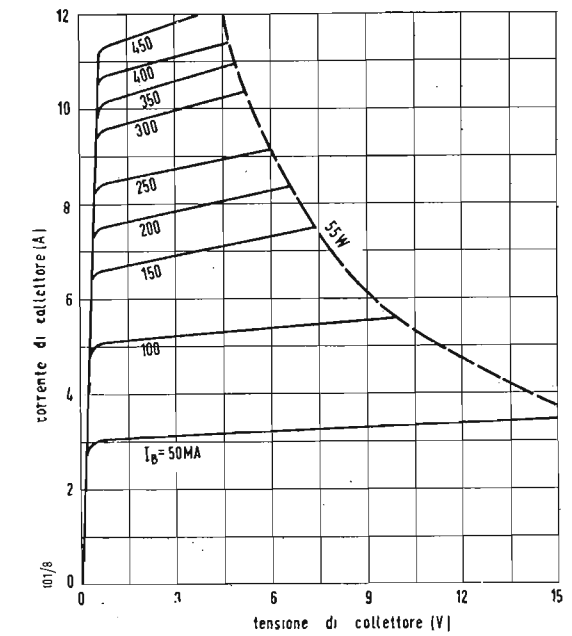



Fig. 3

Guadagno di corrente B per segnali forti in funzione della corrente di collettore in ampere.

razioni delle sue caratteristiche con il tempo a causa di un trattamento stabilizzante a cui viene sottoposto. La corrente di interdizione di collettore Ico, vale a dire la corrente circolante nel collettore, per una corrente nulla di emissore, è molto bassa e quindi gli effetti della temperatura sono piccoli ed è possibile il funzionamento del transistore a temperature assai alte senza che la corrente di collettore aumenti, per effetto dell'alta temperatura, oltre al valore massimo ammissibile. In figura 1 è riportato lo schema dei collegamenti di uno stadio in controfase realizzato con due transistori 2N 278. In figura 2 sono riportate le dimensioni e il sistema di collegamento con il telaio. In figura 3 è riportata la variazione dell'amplificazione di corrente

$$B = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$ in funzione della corrente di collettore e

delle temperature. In figura 4 è riportato uno schizzo mostrante un tipo di montaggio del transistore sul telaio. In figura 5 è riportato l'andamento della corrente di base in funzione della tensione di base per varie temperature di funzionamento. In figura 6 sono riportate le curve caratteristiche del transistore vere e proprie, vale a dire l'andamento della corrente di collettore in funzione della tensione di collettore per vari valori della corrente di base. In figura 7 è riportato l'andamento della corrente di collettore in funzione della corrente di base per varie temperature di funzionamento. In figura 8 è riportato l'andamento della corrente di collettore in funzione della tensione di base per varie temperature di funzionamento.

a)

Limiti massimi di funzionamento.

Tensione di collettore (con emissore aperto)	50 V
Tensione inversa di emissore	20 V
Corrente di collettore	12 A
Distorsione armonica totale per una potenza d'uscita di 14 W classe A, emissore comune, tensione di alimentazione 12 V.	10 %
Distorsione armonica totale per una potenza d'uscita di 25 W, classe AB, emissore comune, in controfase, tensione di alimentazione, 12 V. (coppia di transistori opportunamente scelti)	10 %
Dissipazione di collettore per una temperatura dello zoccolo di 30° C. . . .	55 W
Gradiente termico dalla giunzione allo zoccolo	1,2° C/W
Temperatura massima della giunzione .	95° C

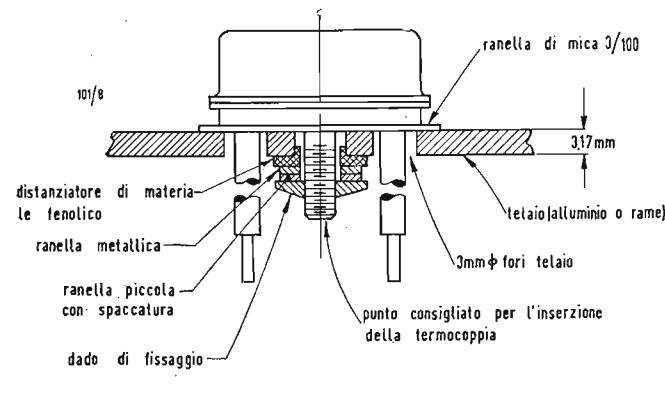



Fig. 4

Sistema di montaggio del transistore 2N278 su un telaio preferibilmente di alluminio o rame.

Il transistore 2N278 deve essere raffreddato per conduzione. Potrebbe essere collegato con un « serbatoio di calore », come potrebbe ad esempio essere un telaio d'alluminio.
Si ricorda che la temperatura della giunzione può essere trovata aggiungendo alla temperatura dello zoccolo il prodotto della dissipazione di collettore per il gradiente termico sopra riportato. Per frequenze sotto 60 Hz la temperatura della giunzione è determinata dalla potenza istantanea massima dissipata, per frequenze sopra i 60 Hz, dalla potenza media dissipata. Vi sarà poi una caduta di temperatura dallo zoccolo al serbatoio di calore. La temperatura dello zoccolo può

Fig. 5

Corrente di base in ampere in funzione della tensione di base in volt. Queste caratteristiche vengono dette di « ingresso ».

Fig. 6

Corrente di collettore in ampere in funzione della tensione di collettore in volt. Queste caratteristiche vengono dette di « uscita ».

essere misurata attaccando una termo-coppia al perno filettato.

b)

Caratteristiche tipiche di funzionamento.

Guadagno di corrente per segnali forti (emissore comune I_c = 1,2 A; V_c = 2 V, a 25° C)	85
Guadagno di corrente per segnali forti (emissore comune I_c = 5 A; V_c = 2V, a 25° C)	50
Corrente di interdizione del collettore (V_c = 20 V; V_e = 0, a 25° C)	0,5 mA
Corrente di interdizione del collettore (V_c = 20 V; I_e = 0, a 85° C)	5 mA
Frequenza di taglio (I_c = 1 A; V_c = 12 V)	0,5 MHz
Tensione di saturazione (I_c = 12 A) . .	0,6 V
Resistenza di saturazione	0,05 ohm

c)

Funzionamento in amplificatori per audio frequenze.

I dati riportati nel seguito si riferiscono a prove eseguite con segnale audio avente una frequenza di 400 Hz, una tensione di alimentazione di 12 V, una temperatura ambiente di 25° C. Nei valori di distorsione riportati sono comprese anche quelle dovute al trasformatore d'ingresso e al trasformatore d'uscita però ridotte al minimo possibile.

1) Classe A_1

Collettore comune, 2 transistori in controfase opportunamente scelti:

Potenza d'uscita	5	10	24 W
Impedenza d'ingresso . .	140	140	140 ohm
Resistenza di carico (2) . .	50	20	8 ohm
Guadagno	18	17	16 dB
Distorsione armonica totale .	0,1	0,16	0,6 %
Corrente di collettore, di polarizzazione del transistore	0,8	1,3	2,8 A

2) Classe AB_1

Emissore comune, due transistori in controfase opportunamente scelti:

Potenza d'uscita	1	8	30 W
Resistenza di carico (3) . .	50	25	50 ohm
Guadagno	38	35	28 dB
Distorsione armonica totale .	0,9	2	9 %
Corrente di collettore, di polarizzazione per transistore (per segnale nullo)	0,15	0,15	0,15 A

3) Classe AB_1

Emissore comune, due transistori in controfase opportunamente scelti:

Potenza d'uscita	1	8	20 W
Resistenza di carico (3) . .	30	25	8 ohm
Guadagno	33	29	18 dB
Distorsione armonica totale .	0,5	1,2	10 %
Corrente di collettore, di polarizzazione per transistore (per segnale nullo)	50	50	50 mA

Si osserva dai dati precedenti che la classe di funzionamento più opportuna per uno stadio di amplificazione di potenza per alta fedeltà, è senza dubbio, la classe A_1, con collettori comuni. La distorsione armonica totale risulta dello 0,6% e quindi inferiore all'1%, distorsione generalmente sufficiente per entrare nell'ambito dell'alta fedeltà. E' interessante osservare che questi valori così bassi di distorsione sono ottenuti senza controreazione e quindi possono essere notevolmente diminuiti con una opportuna controreazione, che comprenderà anche i primi stadi amplificatori di tensione. Si osservi inoltre che le distorsioni diminuiscono con il diminuire della potenza d'uscita e che, escludendo i picchi, si può ben affermare che la distorsione armonica totale è dell'ordine dello 0,1 ÷ 0,2%. A questi innegabili vantaggi bisogna però ricordare che si accompagnano i seguenti inconvenienti: l'impedenza d'ingresso è bassa; il guadagno è modesto; la potenza assorbita dall'alimentazione è rilevante. E' necessario quindi uno stadio preamplificatore di potenza per il pilotaggio dello stadio amplificatore di potenza, costituito dai due

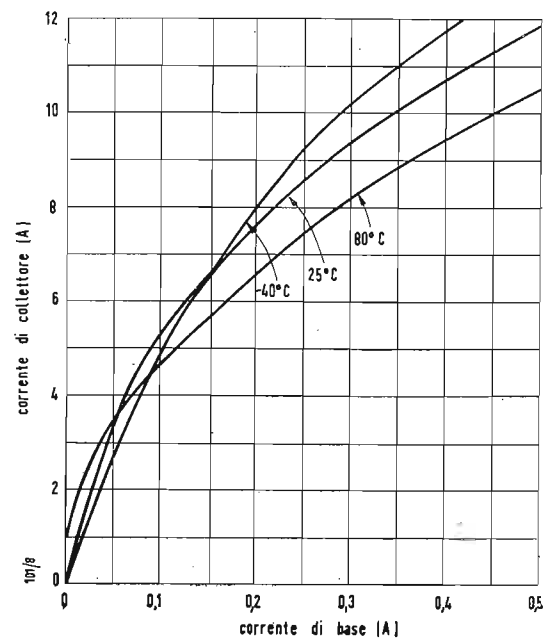
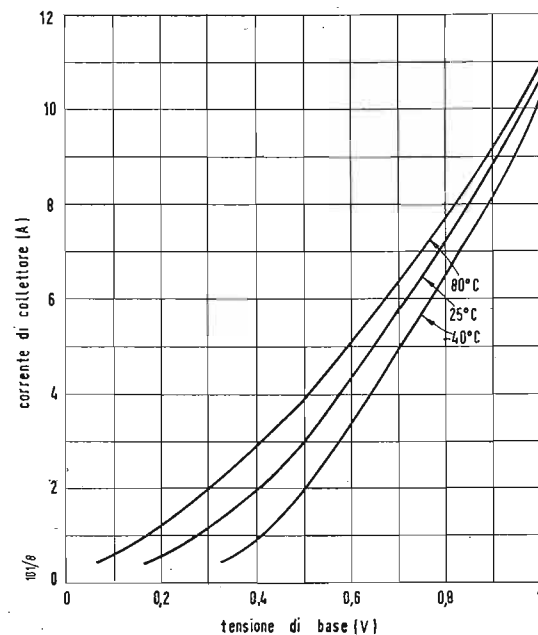



Fig. 7
Corrente di collettore in ampere in funzione della corrente di base in ampere. Queste caratteristiche vengono dette « caratteristiche di guadagno di corrente ».

2N 278. Ad esempio, con un guadagno di 16 dB, dovendo avere all'uscita 24 W, lo stadio preamplificatore di potenza dovrà avere una potenza d'uscita di circa 600 mW. La potenza assorbita dall'alimentazione a 12 V è ovviamente data da 5,6 A per 12 V, cioè 67 W.
E' interessante fare un confronto con gli stadi finali degli amplificatori di potenza per alta fedeltà con tubi elettronici. Per avere all'uscita 24 W la potenza necessaria per pilotare uno stadio in controfase realizzato con tubi elettronici è molto piccola. Anche ammettendo d'avere un'impedenza d'ingresso molto bassa, ad esempio 10.000 ohm, la potenza d'ingresso necessaria per avere all'uscita 24 W è di circa 100 mW, quindi circa 1/6 di quella che abbiamo precedentemente visto essere necessaria per il pilotaggio dello stadio finale in controfase realizzato con transistori. Si osservi però che, in generale, la resistenza d'ingresso degli stadi finali in controfase, realizzati con tubi elettronici, è dell'ordine dei 100.000 ohm e quindi la potenza d'ingresso richiesta è dell'ordine dei 10 mW, cioè 1/60 di quella richiesta dall'amplificatore a transistori.
Per quanto riguarda la potenza assorbita da uno stadio finale in controfase realizzato con tubi elettronici oppure con transistori, non vi sono notevoli differenze. Infatti, ammettendo una tensione di alimentazione di 500V, valore comunemente adottato negli stadi in controfase con tubi elettronici, ed una corrente media assorbita per tubo di 70 mA, la potenza totale assorbita anodica è di 70 W. Il vantaggio dei transistori è quello di non richiedere la potenza necessaria per l'accensione dei filamenti che per due tubi elettronici è dell'ordine di una decina di watt.

Altri transistori di potenza.
Oltre al transistore 2N278, avente le caratteristiche precedentemente riportate, la Delco ha immesso sul mercato anche altri transistori di potenza aventi caratteristiche diverse da quelle precedentemente riportate, ma che potrebbero essere anch'essi utilmente impiegati in impianti ad alta fedeltà. Nel seguito si riportano, in breve, alcuni dati riguardati questi altri transistori.

Transistore di potenza 2N277.
La tensione di alimentazione normalmente impiegata per questo transistore è 12 V, la massima corrente di collettore è 13 A, la massima tensione applicabile al collettore 60 V. Due di questi transistori in controfase,

Fig. 8
Correnti di collettore in ampere in funzione della tensione di base in volt. Queste caratteristiche vengono dette « di transconduttanza ».

opportunamente scelti, con l'emissore comune, sono in grado di fornire 20 W di potenza d'uscita con una resistenza di carico di 8 ohm, un guadagno di 18 dB, una distorsione armonica totale del 10% e una corrente di collettore di polarizzazione per transistore, in assenza di segnale, di 50 mA.
Notare come sia bassa la potenza di alimentazione assorbita in assenza di segnale. Più interessante per le applicazioni all'alta fedeltà è il funzionamento, sempre in classe AB_1 in controfase, con una potenza d'uscita di 8 W, una resistenza di carico di 25 ohm, un guadagno di 29 dB, una distorsione armonica totale dell'1,2% e una corrente di collettore di polarizzazione per transistore di 50 mA.

Transistore di potenza 2N174.
Questo transistore viene generalmente impiegato nei circuiti dove si hanno dei forti transitori di tensione. Può essere impiegato anche con tensioni di alimentazione di 28 volt. Due di questi transistori funzionanti in controfase, con emissore comune, aventi una resistenza di carico di 10 ohm direttamente connessa fra i due collettori, possono fornire all'uscita una potenza di ben 80 watt. La distorsione armonica totale è solo del 6%. La corrente di polarizzazione di collettore per transistore a segnale nullo è di 50 mA; la tensione di alimentazione è 28 volt. In assenza di segnale la potenza asorbita risulta quindi di soli 2,8 W con una potenza d'uscita di 80 watt!
Il guadagno di potenza è di 19 dB. I risultati precedentemente riportati si riferiscono ad un segnale a 400 Hz e ad una temperatura ambiente di 25° C.
Si osserva che, con un'opportuna applicazione della controreazione, anche se la potenza d'uscita diventasse 1/4 di quella nominale, vale a dire anche se si avessero all'uscita 20 W, si potrebbe realizzare un ottimo amplificatore di potenza per alta fedeltà.

Transistore di potenza 2N441.
Questo transistore è, come i precedenti, adatto per gli amplificatori di potenza, ma è di dimensioni più modeste e può avere una tensione massima di collettore di 40 V, una corrente massima di collettore di 13 A. E' adatto a funzionare come amplificatore di potenza capace di fornire 4 W di potenza di picco con una distorsione, misurata con 1 W di potenza d'uscita, pari all'1,7% funzionamento in classe A, 1 transistore, guadagno 34 dB.
A conclusione di queste brevi note sugli amplificatori di potenza realizzati con transistori per alta fedeltà, si ricorda che il progetto degli amplificatori di potenza a transistori può essere effettuato in modo del tutto analogo a quello degli amplificatori di potenza a tubi elettronici, mediante le curve caratteristiche ed il tracciamento della retta di carico. Non è possibile ricorrere alle teorie dei circuiti equivalenti che vengono invece, con sufficiente approssimazione, impiegate per gli amplificatori a transistori a bassi livelli. Infatti, per i segnali forti, i vari parametri dei circuiti equivalenti varierebbero notevolmente di valore al variare dell'ampiezza del segnale da amplificare.
Si osservi, inoltre, che il vantaggio principale dell'uso dei transistori negli stadi di potenza, oltre a quelli di un maggior rendimento e di un minor ingombro, è quello di avere un'impedenza di carico molto bassa, anche senza l'inserzione di trasformatori. Di qui la possibilità di inserire direttamente fra collettore e collettore, o fra emissore ed emissore, nello stadio in controfase, la bobina mobile dell'altoparlante. Dati i notevoli valori delle correnti continue in gioco, non sarà in generale opportuno, fare circolare la componente continua nella bobina mobile dell'altoparlante, ma sarà opportuno separare, mediante un condensatore in serie, la componente continua della corrente dalla bobina mobile dell'altoparlante e bypassare la bobina mobile con in serie il condensatore mediante un'induttanza con presa centrale da collegare con l'alimentazione. Risulta così assai semplificato il problema della risposta in frequenza dell'amplificatore, dovendo solo realizzare un'induttanza avente un valore sufficientemente alto per permettere la richiesta risposta alle basse frequenze e di capacità parassite sufficientemente basse per permettere la richiesta risposta alle alte frequenze. ■

(1) I transistori, le cui caratteristiche sono riportate nel seguito, sono di produzione della « DELCO RADIO DIVISION » General Motors Corporation - Kokomo Indiana. Rappresentante per l'Europa è la ditta « General Motor Suisse » S. A. Bienne - (Svizzera).
(2) La resistenza di carico è collegata direttamente ai due emissori. I due emissori sono collegati direttamente con la batteria di alimentazione mediante una induttanza con presa centrale.
(3) La resistenza di carico è collegata direttamente ai due collettori. I collettori sono collegati alla batteria di alimentazione mediante una induttanza con presa centrale.

L'AMPLIFICATORE A CARICO CATODICO

di R. Brault
da Revue du son N. 46-47-51-35

(*a cura di A. MOIOLI*)

L'impiego della valvola a carico catodico nello stadio d'uscita degli amplificatori è poco frequente, a quanto ci risulta, e ben di rado ci è capitato di vedere trattato questo argomento sulla stampa tecnica.
Dal trasferitore catodico, peraltro, si possono ottenere risultati eccellenti (dal punto di vista della distorsione e della risposta in frequenza) anche con trasformatori d'uscita di qualità non eccezionali, per cui ci sembra utile colmare la lacuna presentando ai nostri lettori questo studio, tradotto da « La Revue du Son », mediante il quale chiunque abbia il minimo di preparazione tecnica necessario per progettare un amplificatore di bassa frequenza sarà anche in grado di progettare un amplificatore a carico catodico, la cui qualità può essere superiore a quella del già ottimo « Williamson ».

Proprietà generali della valvola a carico catodico e sua utilizzazione in bassa frequenza.

La figura 1 mostra una valvola amplificatrice nel suo normale circuito di utilizzazione. Fra griglia e catodo viene applicata una tensione variabile ΔV_g, e la si ritrova amplificata (ΔV_p) ai capi della resistenza di carico R.

Noi indicheremo nel seguito con μ_d il coefficiente di amplificazione dinamico della valvola, cioè il quoziente

$\mu_d = \frac{\Delta V_p}{\Delta V_g}$, il quale è legato al coefficiente statico μ_s (vedi figura 1 bis) dalla seguente relazione: $\mu_d = \mu_s \cdot \frac{R}{R + \rho}$ (essendo ρ la resistenza interna della valvola e μ_s il coefficiente di amplificazione statico, che è quello normalmente fornito dal fabbricante).

Le tensioni di alimentazione sono state rappresentate per semplificazione con delle batterie, che supponiamo non apportare alcuna perturbazione al passaggio delle correnti alternate (impedenza interna nulla). Nel circuito-serie ABCDKP importa poco che il carico sia posto fra A e B (fig. 1), fra C e D (fig. 2), oppure diviso in due parti: nR, fra A e B, ed (1-n)R, fra C e D ($0 < n < 1$, fig. 3). La tensione d'uscita disponibile sulla totalità di R vale sempre $\mu_d \, \Delta V_g$.

Se la massa del circuito, abitualmente posta in CD come nella prima figura, viene spostata in C (fig. 2), noi avremo un circuito nel quale il carico è fra catodo e massa anzichè fra anodo e massa (si noti che agli effetti delle correnti alternate la batteria di alta tensione si può trascurare).

In questo nuovo circuito il carico ha uno dei suoi estremi a massa, e la tensione su R, $\mu_d \, \Delta V_g$, è in fase con ΔV_g. Se ΔV_g, infatti, rende la griglia più positiva, I_p ed I_k aumentano, per cui il catodo diventa più positivo contemporaneamente alla griglia.

Però ora il circuito d'entrata non ha più alcun capo a massa, e sarà quindi complicato applicare all'ingresso la tensione ΔV_g.

La difficoltà è stata risolta con il circuito di figura 3 bis, che è quello di un inversore di fase molto interessante ed altrettanto poco usato.

La tensione d'uscita della valvola precedente, presente ai capi di R_p, viene applicata fra griglia e catodo dell'inversore di fase a mezzo del condensatore di accoppiamento C e del condensatore C_1.

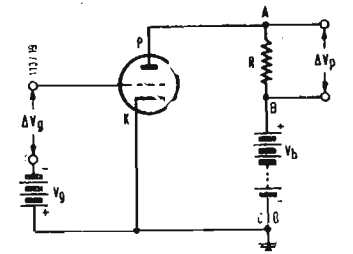



Fig. 1
Normale circuito d'impiego di una valvola amplificatrice.

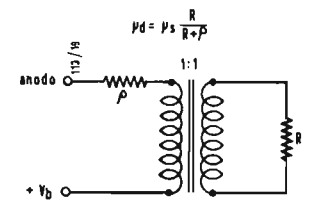



Fig. 1 bis
R è un carico ideale, nè ohmico nè reattivo, che viene riportato alla valvola con un trasformatore isolatore di caratteristiche ideali e rapporto di trasformazione unitario.

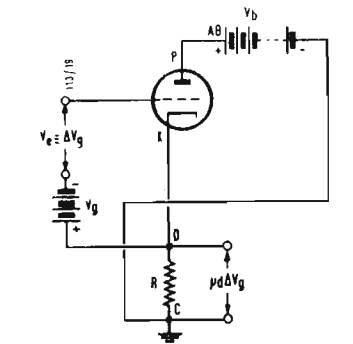



Fig. 2
Circuito tipico di impiego di una valvola con carico catodico (trasferitore catodico).

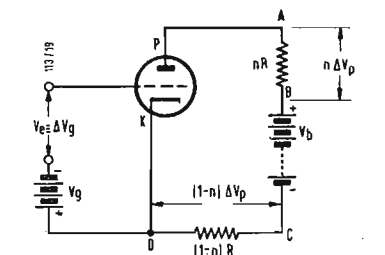



Fig. 3
Variante al circuito di figura 1 con il carico frazionato fra anodo e catodo ($n < 1$).

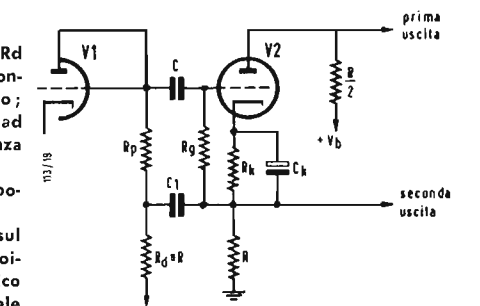



Fig. 3 bis
Le due resistenze Rd ed R si possono considerare in parallelo; quindi equivalgono ad una unica resistenza di valore $\frac{R}{2}$ posta come carico sul catodo di V_2. Poichè anche il carico anodico di V_2 vale $\frac{R}{2}$, all'uscita di questa valvola saranno disponibili due tensioni in opposizione di fase ai capi di due carichi (questo è importante) di ugual valore.

Lo stadio sfasatore conserva in tal modo la sua amplificazione normale (quella che avrebbe, cioè, se fosse caricato da una resistenza pari al doppio del suo effettivo carico anodico).
Se la tensione d'entrata V_e viene applicata fra griglia e massa anzichè fra griglia e catodo, si ha a che fare con una valvola amplificatrice a carico catodico (nota comunemente come « cathode follower »; noi la chiameremo « trasferitore catodico » perchè viene usato nella pratica per « trasferire » il segnale da un generatore ad alta impedenza ad un carico con impedenza bassa senza che il secondo influenzi il primo, N.d.T.).
E' questo il tipo di circuito che ci proponiamo di studiare.
La figura 4 mostra due tensioni in serie ed in fase: ΔV_g, fra griglia e catodo, e $\mu_d \, \Delta V_g = V_u$ fra catodo e massa.
La somma delle due è uguale alla tensione V_e fra griglia e massa, per cui si ha:

$$V_e = \Delta V_g + \mu_d \, \Delta V_g = (1 + \mu_d) \, \Delta V_g$$

La tensione d'uscita, disponibile ai capi di R, è ancora $V_u = \mu_d \, \Delta V_g$, per cui l'amplificazione in tensione della valvola caricata in questo modo è:

$$A = \frac{V_u}{V_e} = \frac{\mu_d \, \Delta V_g}{(1 + \mu_d) \, \Delta V_g} = \frac{\mu_d}{1 + \mu_d}$$

Questo rapporto è sempre minore di uno, e ne differisce tanto più quanto più vicino ad uno è il valore di μ_d. (1)
Come è noto μ_d dipende da μ_s e dal valore di R relativamente a ρ, dato che

$$\mu_d = \mu_s \frac{R}{R + \rho} = \frac{\mu_s}{1 + \rho/R}$$

Se $\mu_d \geqslant 10$ l'amplificazione A sarà superiore a 0,9 (e dicendo « amplificazione di tensione » si indicherà in effetti una deamplificazione).
Con un triodo della valvola 12AU7 ($\rho = 7700 \, \Omega$, $\mu_s = 17$), caricato da una resistenza ideale di 50 kΩ si ha:

$$\mu_d = 17 \cdot \frac{50}{50 + 7,7} = 14 \quad \text{ed} \quad A = \frac{14}{1 + 14} = 0,93$$

Per un triodo della 12AT7 ($\rho = 10.000$, $\mu_s = 50$) si troverebbe, nelle medesime condizioni di lavoro; $\mu_d = 45$ ed $A = 0,97$, mentre con una delle due sezioni della 12AX7 ($\rho = 62.500$, $\mu_s = 100$) risulta $\mu_d = 55$ ed $A = 0,98$.
Se, al contrario, la resistenza di carico fosse piccola (1 kΩ ad esempio), per le tre valvole si troverebbe rispettivamente:

12AU7	$\mu_d = 2$	$A = 0,66$
12AT7	$\mu_d = 5$	$A = 0,83$
12AX7	$\mu_d = 1,5$	$A = 0,60$

Fig. 6 — Circuiti equivalenti della valvola amplificatrice con carico anodico.

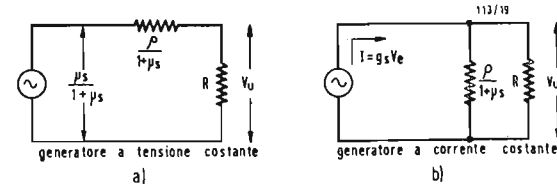



Fig. 7 — Circuiti equivalenti della valvola amplificatrice con carico catodico.

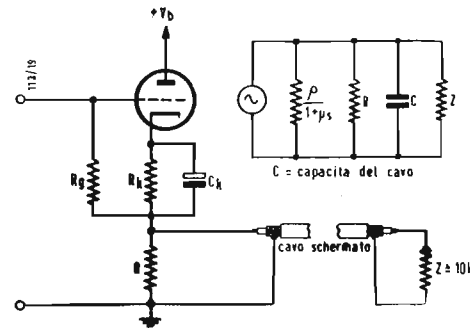



Fig. 8 — Esempio di impiego del trasferitore catodico.

Fig. 4 — Schema semplificato del trasferitore catodico (« cathode follower »).

Fig. 5 — Il trasferitore catodico e le sue caratteristiche elettriche.

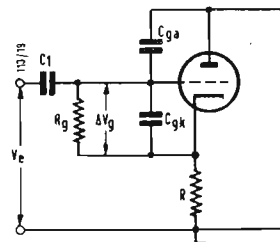



Fig. 9 — Capacità d'ingresso del trasferitore catodico.
Essendo l'anodo a massa per la corrente alternata, è come se la capacità C_{ga} fosse in parallelo all'ingresso. Quindi essa si carica alla tensione V_o, mentre C_{gk} si carica alla tensione $\Delta V_g = \dfrac{V_o}{1 + \mu_d}$.
La capacità in parallelo a Z_e risulta, per quanto si è detto, $C_{ga} + \dfrac{C_{gk}}{1 + \mu_d}$, cioè è $1 + \mu_d$ volte più piccola che nel consueto circuito a carico anodico.
In figura è stata omessa per semplicità la resistenza di polarizzazione della valvola.

La perdita in amplificazione risulta, come le equazioni riportate mostrano chiaramente, tanto maggiore quanto minore è il valore della resistenza di carico.
Quando si applica una tensione V_e tra griglia e massa, essa si divide tra griglia e catodo da un lato, tra catodo e massa dall'altro, in modo che il rapporto tra le due tensioni è uguale ad $1/\mu_d$ (fig. 5). Se indichiamo con G la massima tensione che si può applicare fra griglia e catodo (2), la tensione d'entrata V_e non potrà oltrepassare il valore dato dalla:

$$V_{e\,max} = G \, (1 + \mu_d)$$

Facciamo un esempio pratico: la 12AU7 alimentata a 250 Volt ha una polarizzazione di —8,5 Volt. Con un carico di 50 kΩ si potranno, al più, applicare *fra griglia e massa*

$$8,5 \, (1 + \mu_d) = 8,5 \, (1 + 14) = 127,5V$$

dei quali 127,5/15 saranno applicati fra griglia e catodo, ed i rimanenti 119V figureranno ai capi di R
La tensione massima d'uscita sarà di 119 V, mentre con un carico di 1000 Ω essa sarebbe di 17 V, e V_{emax} sarebbe 25,5 V soltanto.
Come prima conseguenza dei nostri calcoli possiamo dire quindi che per ottenere una grande tensione d'uscita occorre che siano grandi μ_s ed il rapporto R/ρ.
Una valvola a forte pendenza, con grande μ_s e piccola ρ è molto adatta (la 12AT7, ad esempio).
Allorchè viene applicata all'entrata della valvola una tensione V_e, questa si può considerare nel primo istante applicata integralmente fra griglia e catodo, poichè in assenza di corrente variabile il catodo risulta a massa, quindi $V_e \equiv \Delta V_g$.
Pertanto la valvola amplifica corrispondentemente a $\mu_d = f$ (R), ed ai capi del carico apparirà una tensione $\mu_d \, V_e$ che fa diminuire la parte di V_e applicata fra griglia e catodo; l'equilibrio si stabilirà, quando V_e sara suddivisa in modo che soltanto $V_e/(1 + \mu_d)$ resti applicata fra griglia e catodo.
Se V_e aumenta di un volt, la tensione griglia-massa aumenterà di un volt, la tensione di catodo aumenterà di $\mu_d/(1 + \mu_d)$ volt e la differenza di potenziale fra griglia e catodo resterà pressochè invariata. In altre parole: il potenziale di catodo segue le variazioni del potenziale di griglia; è per ciò che nella letteratura anglo-americana questo tipo di circuito viene chiamato « cathode follower ».
La tensione d'uscita, che dovrebbe essere $\mu_d \, V_e$ (come nel caso in cui $V_e \equiv \Delta V_g$), è invece $\mu_d \, V_e/(1 + \mu_d)$, risulta cioè divisa per $1 + \mu_d$.
Questo binomio è il ben noto fattore di reazione $1 + \beta m$, in cui β, che rappresenta la frazione della tensione d'uscita applicata all'entrata, è qui uguale ad 1; cioè tutta la tensione di uscita è applicata all'in-

sante per $V_{ak} = 242,5$: la sua intersezione con la seconda caratteristica anodica dà il punto cercato.
E ancora: con $V_{ga} = -250$ V e $V_{gk} = -15$ risulta $V_{ak} = 235$ V, per cui anche il punto C è determinato. Lo stesso procedimento vale per tutti gli altri punti del diagramma.
Vogliamo far notare, per facilitare il tracciamento delle curve, che tutte le curve tratteggiate tagliano una certa caratteristica $V_{gk} = -a$ in altrettanti punti A', A'', A''',..., la cui ascissa dista —a Volt dal valore V_{ka} che corrisponde alla V_{ga} delle suddette curve tratteggiate. (In figura è illustrato il caso in cui $V_{gk} = -15$ V)
In questa figura sono state tracciate con punto e linea le rette di carico corrispondenti a tre diverse impedenze: $Z_1 = 1600 \, \Omega$, $Z_2 = 2800 \, \Omega$, $Z_3 = 6000 \, \Omega$; le relative potenze massime d'uscita rappresentate qui dalle tre aree tratteggiate, sono: $W_1 = \dfrac{80V \cdot 0,05A}{2} = 2W$; $W_2 = \dfrac{100 \cdot 0,035}{2} = 1,75W$; $W_3 = \dfrac{120 \cdot 0,02}{2} = 1,2W$
(le rette di carico verranno tracciate con il consueto procedimento. Il primo fattore del numeratore delle frazioni che danno le tre potenze rappresenta la tensione di picco all'uscita, indicata in figura con V_u, mentre il secondo fattore non è altro che la intensità di corrente $\dfrac{V_u}{Z_u}$ corrispondente a quella tensione. N.d.T.).
L'impedenza di carico di 1600Ω è quella che dà la potenza più elevata, con una tensione V_u di soli 80V (mentre 6000Ω richiedono ben 120V per dare una potenza inferiore del 40%). Il punto di funzionamento P, essendo sulla curva $V_{ga} = -270V$ e sulla caratteristica $V_{gk} = -20V$, determina il valore della resistenza di polarizzazione: $R_k = \dfrac{20}{0,05} = 400\Omega$, e sarà $C_k \geq 100\mu F$, $\mu_d = 4$. La distorsione è $1 + \mu_d = 5$ volte minore che se il carico fosse stato nel circuito anodico.
La tensione di pilotaggio è di 100V, poichè $V_e = \Delta V_g + V_u = \dfrac{V_e}{1 + \mu_d} + V_u$, da cui segue $V_e = V_u \dfrac{1 + \mu_d}{\mu_d} = 80 \cdot \dfrac{5}{4} = 100V$ (le tensioni si intendono di picco, naturalmente).
La dissipazione media delle valvole è di $250 \cdot 0,05 = 12,5W$, cioè al di sotto dei 18W massimi ammissibili. Non bisogna però dimenticare che la eventuale griglia schermo può andare fuori dissipazione se la tensione V_{ka} scelta è troppo elevata.
Con carico anodico la 6L6 a triodo avrebbe potuto dare 1,3W su 6000Ω con il 6% di distorsione, 10W di dissipazione e 20V picco sulla griglia.
A quanto abbiamo visto, con carico sul catodo si può ottenere una potenza dello stesso ordine, ma con una distorsione molto minore.

Fig. 10 — Tracciamento della famiglia di caratteristiche di una valvola a carico catodico, derivate dal normale diagramma (I_a, V_a) della stessa valvola.
Per la 6L6 a triodo è $\mu_s = 8$, $\rho = 1,7$ kΩ, $g_s = 4,7$ m/V, mentre con carico sul catodo risulta $\mu'_s = 0,89$, $\rho' = 190 \, \Omega$, $g'_s = 4,7$ mA/V.
Poichè l'unica tensione costante è quella di alimentazione dell'anodo assumeremo questa come origine.
Essendo $V_{ga} = -V_{ak} + V_{gk}$, quando la tensione griglia catodo (V_{gk}) è nulla, la tensione griglia anodo è uguale e contraria alla tensione anodo catodo. Tracciamo ora le varie curve $I_k = f(V_{ka})$ per diversi valori di V_{ga}. Consideriamo, per cominciare, il caso $V_{ga} = -250$ V e ricordiamo che $V_{ak} = V_{gk} - V_{ga}$. Se $V_{gk} = 0$ è $V_{ak} = +250$ V, quindi il punto A della curva che dobbiamo tracciare è l'intersezione della caratteristica $V_{gk} = 0$ con l'ordinata passante per il punto di ascissa $V_{ak} = +250$ V.
Un secondo punto B si ottiene analogamente: con $V_{ga} = -250$ V, se $V_{gk} = -7,5$ è $V_{ak} = +242,5$; perciò innalziamo l'ordinata pas-

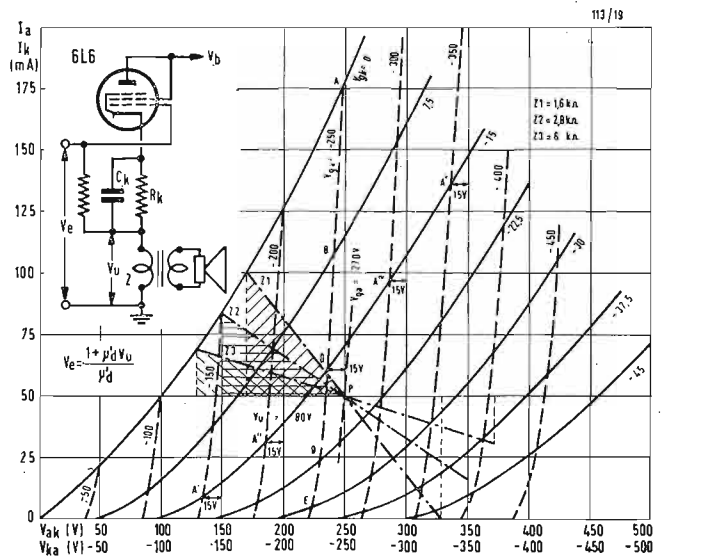
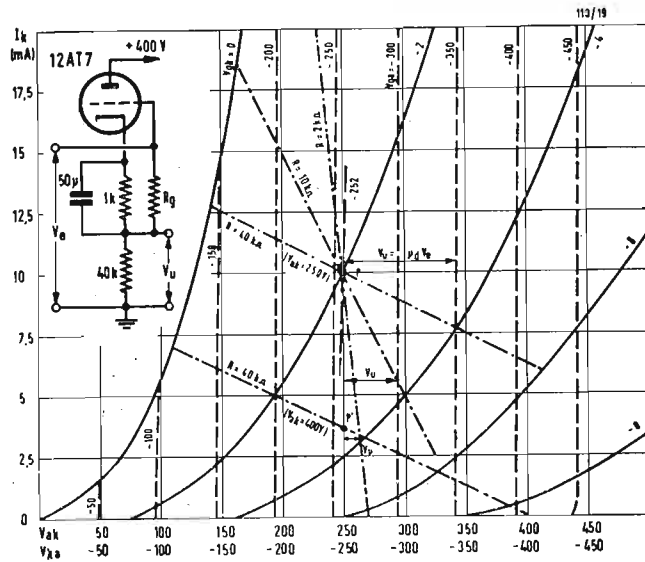



Fig. 11

Caratteristiche di un triodo di 12AT7.
Se con il carico nel circuito anodico è $V_{ak} = 250V$, $V_{gk} = -2V$, $\mu_s = 55$, $g_s = 5,5mA/V$, $\rho = 10k\Omega$, con carico catodico risulta $\mu'_s = 0,98$, $g'_s = 5,5mA/V$, $\rho' = 180\Omega$. Il tracciamento della famiglia di caratteristiche catodiche si fa con lo stesso sistema già visto nel caso di una 6L6 collegata a triodo (fig. 10, alla quale rimandiamo il lettore). Per ottenere un grafico abbastanza preciso consigliamo di usare dimensioni maggiori di quelle a noi imposte da ragioni di spazio; nel nostro diagramma, infatti è manifestamente impossibile apprezzare il volt sulla scala delle ascisse.
In figura abbiamo tracciato due rette di carico, l'una passante per P e corrispondente ad una resistenza di $40k\Omega$ ($V_{ak} = 250V$, $I_k = 19mA$, $V_{gk} = -2V$), l'altra passante per P', ancora con il medesimo carico, ma con una tensione $V_{ka} = -400V$.
Se si prende P' come punto di lavoro, dovrà essere $V_{gk} = -3,5V$. $I_k = 3,75mA$, $R_k = 1000\Omega$, e la tensione di picco da applicare all'ingresso della valvola si aggira sui 130V.
Naturalmente bisognerà prendere comunque le debite precauzioni per non superare la tensione massima filamento-catodo (nel nostro caso il catodo risulta a $400 - 250 = 150V = 40k\Omega \cdot 3,75mA$ rispetto a massa).
Si noti come varia la tensione disponibile all'uscita con diversi valori dell'impedenza di carico: $R = 40k\Omega$, $V_u = 90V$; $R = 10k\Omega$ $V_u = 50V$; $R = 2k\Omega$, $V_u = 18V$).

gresso e si ha un circuito a controreazione totale di tensione (fig. 5).
Confondendosi in R le due tensioni d'entrata e di uscita si può dire che l'applicazione della controreazione in questo circuito si ha per accoppiamento diretto. Non è da temere alcuno sfasamento: quindi il rendimento della controreazione è massimo; la distorsione introdotta dalla valvola risulta divisa anch'essa per $1 + \mu_d$.
Ad esempio: con una 6L6 collegata a triodo alimentata a 150 V e caricata da 5000 Ω (condizioni in cui $\rho = 1700\,\Omega$ e $\mu_s = 8$) il valore di μ_d sarà:

$$8 \times \frac{5000}{5000 + 1700} = 6$$

per cui la distorsione nominale del 5% ad 1,3 W d'uscita diventerà d = 0,83%.
Però questo miglioramento si paga a caro prezzo, in quanto la tensione da applicare all'entrata passerà da 20 a 120 V, dei quali se ne ritroveranno all'uscita soltanto 100, per cui la potenza disponibile è

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{100^2}{5000} = 1 \text{ Watt}$$

La valvola a carico catodico.

Sia R_g l'impedenza griglia-catodo (che potrebbe essere la consueta resistenza di fuga della griglia stessa); la corrente variabile in questa resistenza è $\Delta V_g/R_g$, e poichè $\Delta V_g = V_e / (1 + \mu_d)$ la corrente risulta $V_e / (1 + \mu_d)\, R_g$ (fig. 5).
L'impedenza d'ingresso Z_e è poi uguale all'impedenza griglia-catodo moltiplicata per $(1 + \mu_d)$: ad esempio con $R_g = 0,5\ M\Omega$ e $\mu_d = 10$ la resistenza apparente fra griglia e massa, *ai soli effetti dell'alternata*, sarà $Z_e = 0,5\ (10 + 1) = 5,5\ M\Omega$.
Se il segnale giunge sulla griglia della valvola per mezzo di un condensatore di accoppiamento C, si potrà mantenere invariata una certa costante di tempo CR_g pur dividendo il valore della capacità per $(1 + \mu_d)$.
Con ciò risulterà facile ottenere una corretta trasmissione delle frequenze basse anche con condensatori di capacità normale (cioè dell'ordine delle decine di migliaia di picofarad).
Questo fatto è inoltre molto importante per le valvole di potenza. Infatti i costruttori consigliano, per ridurre le conseguenze di una eventuale corrente di griglia, di non usare resistenze di griglia superiori ad un certo valore, il quale è sovente attorno ai 100 kΩ.
Se $\mu_d = 5$, l'impedenza d'entrata sarà di 600 kΩ anche con un valore così basso della resistenza R_g.
Un tubo elettronico in circuito può essere rappresentato

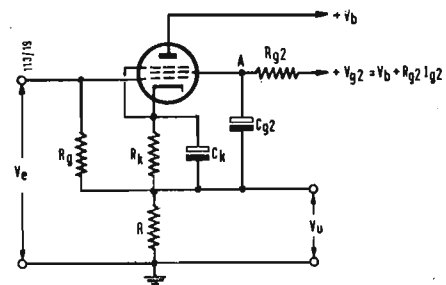



Fig. 12
Il pentodo come trasferitore catodico: circuito tipico d'impiego.
(la tensione continua esistente fra massa ed il punto A è uguale a V_b).

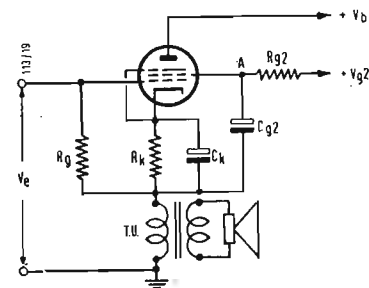



Fig. 13
Variante al circuito della figura precedente.

mediante due tipi di generatori equivalenti: un generatore di tensione costante che lavora su ρ (resistenza interna) ed R (carico dinamico) in serie, oppure come un generatore di corrente costante che lavora su R e ρ in parallelo.
Nel primo caso si ha:

$$(1) \qquad \mu_s\, \Delta V_g = I_a\, (R + \rho) \qquad \text{(fig. 6a)}$$

Nell'altro caso invece:

$$(2) \qquad V_u = g_s\, \Delta V_g\, \frac{R\,\rho}{R + \rho} \qquad \text{(fig. 6b)}$$

essendo g_s la mutua conduttanza statica della valvola.
In un circuito come quello di fig. 6b l'impedenza d'uscita è, come si vede dalla (2), $R\rho/(R + \rho)$; nel circuito a carico catodico,

$$\text{essendo } \Delta V_g = \frac{V_e}{1 + \mu_d} \text{ si ha } V_u = g_s\, \frac{V_e\, R\,\rho}{(1 + \mu_d)\,(R + \rho)}$$

Perciò la primitiva impedenza d'uscita risulta divisa per $(1 + \mu_d)$ ed il suo valore è esattamente:

$$Z_u = \frac{R\,\rho}{(1 + \mu_d)\,(R + \rho)}$$

Se si ricorda ed applica la relazione

$$\mu_d = \mu_s\, \frac{R}{R + \rho}$$

si avrà:

$$Z_u = \frac{R\,\rho}{\left(1 + \mu_s \dfrac{R}{R + \rho}\right)(R + \rho)} = \frac{R\,\rho}{\rho + (1 + \mu_s)\,R} = \frac{R\,\dfrac{\rho}{1 + \mu_s}}{\dfrac{\rho}{1 + \mu_s} + R}$$

(vedi fig. 7 b)
Tutto si svolge, cioè, come se la resistenza interna del tubo fosse divisa per $1 + \mu_s$. Indichiamo con ρ' questa *resistenza interna apparente*, cioè

$$\rho' = \frac{\rho}{1 + \mu_s}$$

Se $\mu_s \geq 20$, si può, a meno di un errore del 5%, confondere $1 + \mu_s$ con μ_s, e risulta

$$\rho' \cong \frac{\rho}{\mu_s} = \frac{1}{g_s} \qquad (\mu_s \geq 20)$$

(ricordando la nota relazione fra resistenza interna, coefficiente d'amplificazione e conduttanza mutua di una valvola: $\mu_s = \rho\, g_s$).
Per i triodi di potenza, però, converrà prendere il valore esatto di ρ', e non quello approssimato perchè μ_s è dell'ordine da 5 a 10.

$$\text{L'impedenza d'uscita } Z_u = \frac{\rho'\, R}{\rho' + R} \text{ sarà dunque, al}$$

più, uguale a ρ', che nella maggioranza dei casi si può porre uguale all'inverso della conduttanza mutua statica.
Per una sezione di 12AT7 si hanno i seguenti valori:

$$g_s = 5,5\ mA/V,\ \rho' \cong \frac{1}{0,0055} = 182\ \Omega. \text{ Con i due triodi}$$

della valvola in parallelo, invece:
$g_s = 11\ mA/V$ e $\rho' \cong 90\ \Omega$.
La capacità eventualmente in parallelo ad R potrà quindi essere anche molto grande senza che ciò modifichi il carico anche alle frequennze pù alte della gamma amplificata.
Infatti una reattanza, ad esempio, di 2000 Ω a 20.000 Hz (corrispondente ad una capacità di circa 4000 pF) ha un effetto trascurabile sui 182 Ω di impedenza d'uscita di una sezione di 12AT7.
Ciò significa che uno spezzone di cavo schermato lungo anche qualche decina di metri non porterà alcuna attenuazione delle frequenze alte.
E' in virtù di queste sue positive caratteristiche che il trasferitore catodico viene utilizzato sovente come stadio di uscita dei preamplificatori, per permetterne il collegamento mediante cavetto schermato all'amplificatore principale ubicato ad una certa distanza (fig. 8).
Per mantenere alta l'amplificazione dinamica μ_d bisognerà chiudere il cavo su una impedenza piuttosto alta, perchè quanto maggiore è μ_d tanto maggiore è il fattore di controreazione (quindi minore la distorsione) e maggiore la tensione d'uscita massima.
A tale scopo bisogna prestare attenzione al fatto che il carico della valvola non è più, ora, la sola resistenza R esistente fra catodo e massa, ma è un carico dinamico equivalente al parallelo della resistenza catodo-massa con la resistenza del circuito a cui la prima è collegata.
Per fare un collegamento a bassa impedenza bisogna scegliere di preferenza una valvola con forte pendenza: fra la 12AU7, la 12AX7 e la 12AT7, quest'ultima è preferibile alle altre, essendo la sua pendenza 2,5 volte maggiore di quella della prima e 3,4 volte maggiore di quella della seconda.
Se il collegamento fra preamplificatore ed amplificatore dovesse essere particolarmente lungo, si potranno utilizzare i due triodi della 12AT7 in parallelo, il che permetterà di tollerare una capacità doppia in parallelo al carico. Una capacità di 20000 pF non produrrà così alcuna attenuazione apprezzabile sino a 20 kHz.
La valvola a carico catodico può servire anche, come già si è accennato, da adattatore di impedenza.
E' noto che il massimo rendimento di un generatore lo si ottiene quando questi è collegato ad un carico uguale alla sua resistenza interna. Ma non bisogna confondere il «rendimento massimo» con la «massima potenza».
Una 6L6 collegata a triodo ha un $\mu_s = 8$ ed una resistenza interna $\rho = 1700\ \Omega$. La sua resistenza interna come trasferitore catodico è dunque

$$\rho' = \frac{1700}{1 + 8} \cong 190\ \Omega$$

Se si caricasse la valvola con una impedenza $R = 190\ \Omega$ il rendimento sarebbe senz'altro molto elevato, ma la potenza d'uscita sarebbe insignificante.
Si avrebbe infatti:

$$\mu_d = \mu_s\, \frac{R}{R + \rho} = 8\, \frac{190}{190 + 1700} \cong 0,8 \qquad \Delta V_g = \frac{36}{1 + 0,8} = 20\ V$$

$$V_u = \mu_d\, \Delta V_g = 20 \cdot 0,8 = 16\ V \quad \text{e} \quad W_u = \frac{1}{2} \cdot \frac{16^2}{190} = 0,67\ W$$

con 36 volt all'ingresso (fra griglia e massa).
Il fattore di controreazione $1 + \mu_d = 1,8$ non apporterebbe grandi miglioramenti (appena 6 dB).
Ci si serve delle proprietà della valvola a carico catodico anche per avere una bassa resistenza interna apparente per il trasferimento di energia a radiofrequenza sulle linee di trasmissione.
Se Z_c è l'impedenza caratteristica del cavo, tale dovrà essere il valore dell'impedenza su cui esso viene chiuso, allo scopo di evitare riflessioni ed onde stazionarie.
L'adattamento all'entrata assicura inoltre il massimo rendimento della trasmissione.
Il valore di Z_c varia da 50 a 200 Ω per le linee coassiali e circa da 150 a 1000 Ω per quelle a conduttori paralleli. La resistenza interna di un trasferitore catodico è appunto dell'ordine di grandezza di queste impedenze.

Capacità d'entrata del trasferitore catodico.

E' noto che in un normale circuito con valvola amplificatrice la capacità in parallelo ai morsetti d'ingresso non è quella griglia-catodo caratteristica di quella valvola, ma una capacità maggiore, dipendente da vari fattori.
Questo fatto è noto comunemente con il nome di «effetto Miller», e la capacità dinamica d'entrata si trova mediante la seguente relazione:

$$C_e = C_{gk} + C_{ga}\,(1 + \mu_d) + C_p$$

essendo (fig. 9):
C_{gk} la capacità griglia-catodo
C_{ga} la capacità griglia-anodo
C_p la capacità parassita dovuta al circuito
μ_d il coefficiente di amplificazone dinamico della valvola.
La carica q assunta dalla capacità griglia-anodo è

$$q = C_{ga} \cdot V_{ga}$$

essendo $V_{ga} = (1 + \mu_d)\, \Delta V_g$ e quindi $q = C_{ga}\,(1 + \mu_d)\, \Delta V_g$.
E' come, cioè, se la capacità griglia-anodo fosse in parallelo a ΔV_g ma con un valore effettivo $(1 + \mu_d)$ volte maggiore.
Essendo l'anodo a massa per la corrente alternata nel-

l'amplificatore a carico catodico, C_{ga} si carica alla tensione V_e, *quindi resta uguale a se stessa.*
D'altra parte C_{gk} viene caricata da $\triangle V_g$, da cui

$$q = C_{gk} \frac{V_e}{1 + \mu_d}$$

Questa capacità appare dunque divisa per $1 + \mu_d$ allorchè si carica per mezzo di V_e. La capacità d'ingresso diventa allora:

$$C_e = \frac{C_{gk}}{1 + \mu_d} + C_{ga} + C_p \qquad \text{(figura 9)}$$

Essa è molto piccola, ma non possiamo omettere di rimarcare che si trova in parallelo a $Z_e = (1 + \mu_d) R_g$.
Il rapporto fra l'impedenza d'ingresso e la reattanza della capacità d'entrata al variare delle condizioni di funzionamento della valvola

$$\frac{Z_e}{1/\omega C_e} = \omega C_e Z_e$$

resta dunque sensibilmente lo stesso, ma sarà opportuno prendere per R_g un valore inferiore a quello di normale impiego.
Per il prodotto $\omega C_1 R_g$ (fig. 9) è facile scegliere un valore sufficientemente grande ad assicurare una buona trasmissione dei transitori a frequenza bassa; $\omega C_e R_g$ risulta poi abbastanza piccolo, come si è detto, da assicurare una trasmissione delle frequenze più alte senza attenuazioni.

Valvola equivalente al trasferitore catodico.

Per studiare il funzionamento del trasferitore catodico potremmo immaginare una valvola fittizia che abbia le stesse proprietà elettriche del trasferitore stesso.
La sua resistenza interna dovrebbe essere $\rho' = \rho/(1 + \mu_s)$; la conduttanza mutua non dovrebbe essere diversa da quella statica, poichè siamo in presenza di una controreazione di tensione, quindi è ancora $g'_s = g_s$. Invece $\mu_d = \mu_s \frac{R}{R + \rho}$

Quanto al fattore di amplificazione statico esso dovrebbe essere $\mu'_s = \rho' g_s = \frac{\rho}{1 + \mu_s} g_s$, da cui, poichè $\rho g_s = \mu_s$, si ha $\mu'_s = \frac{\mu_s}{1 + \mu_s}$

Questo rapporto è tanto più vicino ad uno quanto maggiore è il valore di μ_s.
Tutte queste formule suppongono che la valvola abbia caratteristiche ideali e che ρ, μ_s e g_s siano delle costanti. Ma la realtà è un'altra, e poichè il nostro studio dovrebbe essere basato sulle caratteristiche reali, partiremo da queste per tracciare la famiglia di caratteristiche della valvola equivalente.
Poichè quella anodica è l'unica tensione che non varia durante il funzionamento, metteremo tutte le altre in rapporto a questa, assunta come origine delle tensioni.
Se le tensioni anodo-catodo (V_{ak}) e griglia-catodo (V_{gk}) hanno i seguenti valori: $V_{ak} = 250$ V e $V_{gk} = -10$ V, nel nuovo sistema di notazioni ciò si tradurrà in: $V_{ka} = -250$ V e $V_{ga} = -260$ V poichè $V_{ka} = -V_{ak}$ e $V_{ga} = V_{gk} + V_{ka}$.
Invece di tracciare il grafico $I_a = f(V_{ak})$, tracceremo il diagramma della corrente catodica in funzione della tensione catodo-anodo, $I_k = f(V_{ka})$, per diversi valori di V_{ga}.
Così la curva $V_{ga} = -260$ V si traccerà nel seguente modo: un primo punto si troverà sulla caratteristica $V_{gk} = 0$, nel punto in cui $V_{ka} = -260$ V; un secondo sulla caratteristica $V_{gk} = -20$ V nel punto in cui $V_{ka} = -240$ V, eccetera.
Le figure 10 e 11 mostrano il tracciamento di questi grafici per una sezione di 12AT7 e per una 6L6 collegata a triodo.
Ci preme di rimarcare qui, come il parallelismo e l'equidistanza delle caratteristiche lascino prevedere una utilizzazione completa della escursione delle tensioni di griglia senza avere praticamente distorsione.
La difficoltà sta piuttosto nel trovare uno stadio precedente quello in questione che sia capace di fornire senza distorsione la necessaria tensione di pilotaggio.

Il pentodo con carico catodico.

Sino ad ora abbiamo parlato di triodi, ma è evidente che nessuna ragione ci impedisce di utilizzare come trasferitore catodico il pentodo: basterebbe prendere le precauzioni necessarie a farlo funzionare effettivamente come pentodo.
Se tanto la placca quanto la griglia schermo fossero alimentate direttamente dalla tensione anodica, la valvola risulterebbe collegata a triodo.
Bisogna dunque che lo schermo sia isolato dall'anodo

Fig. 14

Caratteristiche di un pentodo EL84 con carico catodico.
Con un carico di 5kΩ la valvola può dare una potenza di
$\frac{220 \cdot 0,044}{2} = 4,84$**W con una tensione d'entrata** $V_e = \frac{1 + \mu_d}{\mu_d} \cdot$ $V_u = \frac{1 + 50}{50} \cdot 220 = 224$**V, poichè, essendo** $g_s = 11,3$**mA/V,**
$\rho = 38$**kΩ,** $\mu_s = \rho g_s = 430$**, risulta** $\rho' = \frac{38000}{1 + 430} = 88\Omega$**,**
$\mu'_s = \frac{430}{1 + 430} \cong 1$**,** $\mu_d = 430 \cdot \frac{5000}{5000 + 38000} \cong 50$**.**
Di questi 224V presunti all'ingrosso, una frazione $\triangle V_g = \frac{V_e}{1 + \mu_d} = \frac{224}{51} = 4,4$**V sono presenti fra griglia e catodo.**

Fig. 15

Stadio finale in controfase.

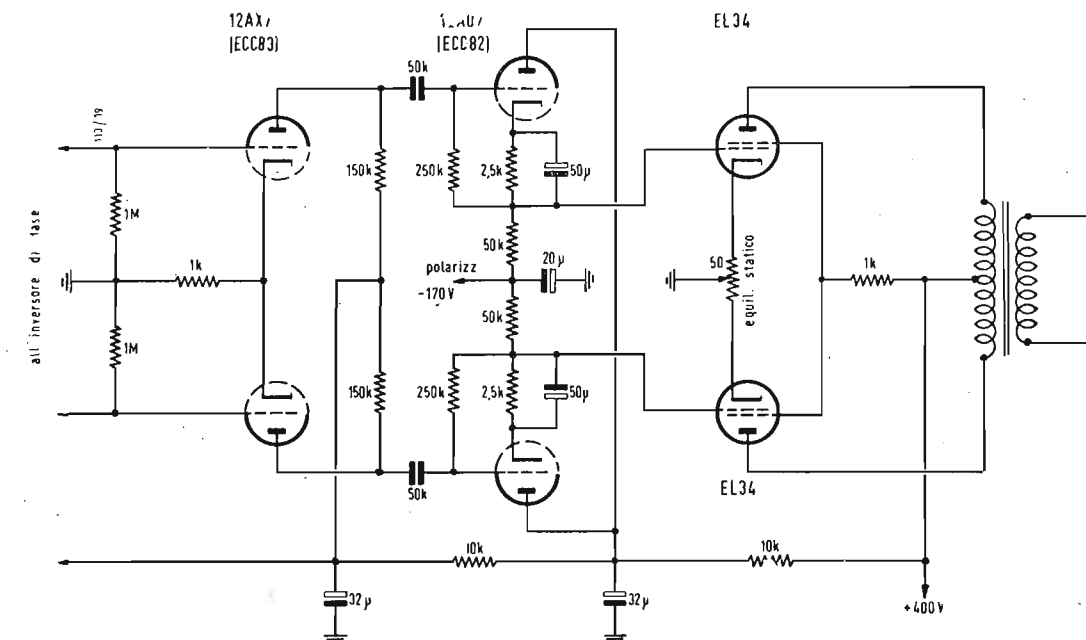
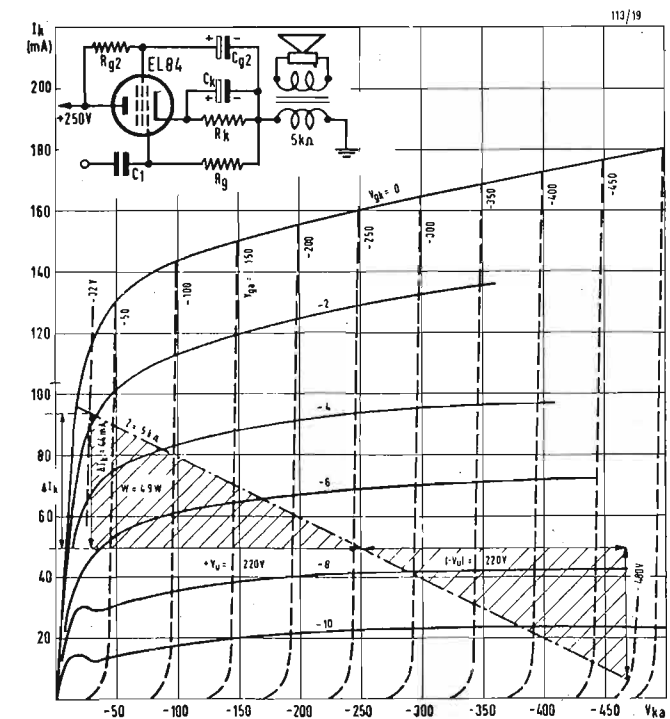



Fig. 16

Esempio di stadio pilota e finale con impiego di trasferitore catodico.
L'impedenza cui sono collegate le griglie controllo delle EL34 è di 500Ω, il che, unito al collegamento diretto, assicura una eccellente trasmissione delle frequenze più basse e più alte.

(o più precisamente dalla sua alimentazione) per mezzo di un disaccoppiamento, e, per di più, che esso sia al potenziale di catodo per l'alternata. Questa seconda condizione si soddisfa molto semplicemente con una capacità adatta posta fra catodo e griglia schermo.
A traverso di essa, la resistenza di disaccoppiamento R_{g2} (figg. 12 e 13) si trova in parallelo al carico catodico. Quindi tale resistenza deve essere di valore sufficiente a che il suo effetto di shunt possa essere trascurato ($R_{g2} \geqslant 10$ R); quanto alla capacità, la sua reattanza alla frequenza più bassa da trasmettere deve essere al più 1/10 di R_{g2}, cioè $X_e \leqslant R$.
Con una EL84, ad esempio, si dovrà fare $R_{g2} = 40$ kΩ ed $X_c = 4000\,\Omega$ a 20 Hz (un condensatore da 8 μF assicura un efficace disaccoppiamento sino a circa 5 Hz). Una EL34 richiederebbe invece una $R_{g2} = 20$ kΩ ed una capacità da 8 a 16 μF.
La fig. 14 mostra la famiglia di caratteristiche della EL84: sarà bene notare che in essa la retta di carico è valida per $V_{ak} = V_{g2k} = 250$ V.
Si dovrà dunque collegare la resistenza di disaccoppiamento R_{g2} ad una tensione uguale a 250 V + $R_{g2} I_{g2}$, se R_{g2} è una pura resistenza ohmica.
Il tracciamento della retta di carico permette di vedere che la potenza d'uscita si aggira sui 5 Watt, con una tensione d'ingresso $V_e = 224$ V picco.
Come si vede dai calcoli fatti per il caso di fig. 14, quando il pentodo ha un forte μ_s il suo coefficiente di amplificazione statico μ'_s è uguale ad uno, e la resistenza interna apparente è $\rho' = \rho/(1 + \mu_s) \cong 1/g_s$.
Con una EL84 caricata con 4000 Ω, ad esempio, è $\mu_d = \mu_s \frac{R}{R + \rho} \cong 41$, per cui la distorsione, che viene ridotta 41 volte, passa dal 10% allo 0,24%.
La tensione di eccitazione $\triangle V_g$ sarà una piccola parte di V_e (1/42 invece di ≅ 1/6 come è nel caso dei triodi).
Quando si considerino le difficoltà richieste per ottenere delle tensioni V_e così forti, ci si convincerà del vantaggio presentato dall'impiego del pentodo nei circuiti amplificatori a carico catodico (e ciò malgrado la difficoltà insita nell'alimentazione della griglia schermo).
Sin qui abbiamo supposto che R sia un carico ideale, nè ohmico nè reattivo, allo scopo di poter utilizzare nei calcoli i valori di μ_s, ρ e g_s forniti dal fabbricante della valvola.
Però se R è ohmica la caduta di tensione ai suoi estremi fa abbassare V_a (nonchè I_a nei triodi) per cui le « costanti » g_s, ρ e μ_s variano con la I_a media.
In questo caso bisognerà determinare μ_d dopo aver costruito nel modo consueto la retta di carico sulla famiglia di caratteristiche anodiche della valvola.
A volte, tuttavia, i costruttori pubblicano delle tabelle che danno μ_d per diversi valori di R e di V_b, molto utili al nostro scopo.
Per i pentodi non si potrà fare altrimenti che utilizzare queste tabelle, in quanto i diagrammi delle caratteristiche sono tracciati per un valore di V_{g2} che non è quello che corrisponde alle nostre condizioni d'impiego.
Quanto agli effetti di un elemento capacitivo sul ca-

rico, essi vengono resi praticamente nulli dalla bassa impedenza d'uscita.

Utilizzazione dell'amplificatore a carico catodico.

Le applicazioni di questo particolare circuito sono una utilizzazione delle sue proprietà eccezionali.

La grande impedenza d'entrata e la bassa impedenza d'uscita fanno dell'amplificatore catodico uno stadio pilota ideale.

La figura 16 mostra un amplificatore costituito da un controfase di EL34 e da una valvola preamplificatrice del tipo 12AX7 (ECC83).

Fra i due, è interposto uno stadio pilota con la 12AU7 (ECC82) il quale ha l'uscita catodica. La impedenza d'entrata di quest'ultimo è $Z_e = (1 + \mu_d) R_g = (1 + 12) \cdot 250.000 = 3,25\ M\Omega$, per cui la costante di tempo nel circuito di griglia è, con $C = 0,05\ \mu F$, più che sufficiente per assicurare una corretta trasmissione dei transitori a frequenza bassa; allo stesso tempo la piccola capacità d'entrata assicura una eccellente riproduzione delle frequenze più alte (se le capacità parassite dei collegamenti sono ridotte al minimo, naturalmente).

Il circuito di griglia dello stadio finale è costituito, agli effetti delle correnti alternate, dall'impedenza d'uscita (500 Ω) dello stadio pilota, mentre per la corrente continua la resistenza presente è di 50.000 Ω.

Questo basso valore mette lo stadio d'uscita al sicuro dalle perturbazioni causate da una eventuale corrente di griglia.

Il collegamento diretto con lo stadio finale e la bassa impedenza del circuito di griglia, poi, assicurano la perfetta trasmissione di tutto il registro musicale.

La tensione positiva dei catodi della 12AU7 è annullata da una tensione negativa di circa 170 V (figg. 16 e 17), la quale mantiene i catodi stessi ad un potenziale negativo tale da garantire la corretta polarizzazione alle valvole finali.

Se il controfase funzionasse normalmente in classe B (con corrente di griglia), si potrebbe mettere come carico di catodo della 12AU7 una induttanza a bassa resistenza ohmica, la cui impedenza sia sufficiente alle più basse frequenze per caricare normalmente la valvola pilota (la quale sarà scelta, beninteso, del tipo adatto a fornire la potenza richiesta alle griglie finali, vedi fig. 18).

Così per la corrente continua i catodi saranno a massa, e con essi le griglie delle finali, per cui non sarà necessario alcun artificio per polarizzare lo stadio finale. L'induttanza a presa intermedia è più facile a realizzarsi che non un trasformatore pilota, ed in essa, al contrario che nel secondo il quale ha sempre un rapporto di trasformazione in discesa, non si avrà alcuna perdita di tensione (l'amplificazione di una valvola con carico catodico è, come abbiamo visto, molto vicina all'unità).

Stadio finale a carico catodico.

Per questo tipo di circuito (figura 15) è preferibile la disposizione in controfase, perchè da uno stadio pilota parimenti in controfase si otterrà meno distorta la forte tensione di eccitazione richiesta dalle valvole a carico catodico.

In effetti questa tensione dev'essere uguale alla tensione d'uscita aumentata della tensione di eccitazione griglia-catodo.

Le figure 14 e 10 mostrano le famiglie di caratteristiche « fittizie » della EL84 a pentodo e della 6L6 a triodo con carico sul catodo. Per la 6L6 a triodo sembra che sia più indicata una impedenza di uscita di 1600Ω perchè con questa si ha la massima potenza con una minima tensione all'ingresso.

Una potenza teorica di 4 Watt (le valvole sono due, ora) può essere ottenuta con una tensione d'entrata di circa 100 V, ma se non si vuol rischiare di toccare la zona delle correnti di griglia bisognerà accontentarsi di una potenza di 3 W; però essi saranno ottenuti praticamente indistorti, e con una tensione sulle griglie di circa 90 V picco.

Per un triodo, lo ricordiamo incidentalmente, il carico ottimo è prossimo al valore di ρ (resistenza interna della valvola); con un pentodo EL84 la impedenza ottima è ancora la stessa del montaggio normale.

Da una EL84 ci si può attendere una potenza modulata di circa 5 W con bassa distorsione ed una tensione di picco sulla griglia di 227 V.

Con due EL84 in controfase, la potenza massima disponibile (assolutamente indistorta) è di circa 9 Watt.

Oltre al vantaggio del trascurabile apporto di distorsione, uno stadio finale con carico catodico ne presenta un altro: la bassa resistenza interna apparente della valvola (ρ') smorza considerevolmente l'altoparlante, il che è di capitale importanza per un buon funzionamento di quest'ultimo e per la resa ai transitori.

Con una 6L6 a triodo la resistenza d'uscita è

$$\rho' = \frac{\rho}{1 + \mu_n} = \frac{1700}{1 + 8} \cong 200\ \Omega.$$

Il fattore di smorzamento sarà dell'ordine di 8, con un carico « optimum » di 1600 Ω; con la EL84 ed un carico di 5000 Ω risulta ρ' = 90 Ω ed il fattore di smorzamento sarà

$$\frac{5000}{90} = 55.$$

Tutto ciò non impedisce, infine, di applicare una controreazione a tutto l'amplificatore, il che migliorerebbe una situazione già assai conveniente.

Con la EL84 a carico catodico, il fattore di reazione apportato da questo tipo di circuito è 45, cifra corrispondente ad una controreazione di ben 32 dB ottenuti senza alcun rischio di instabilità.

Scelta della valvola.

Qual'è la valvola più indicata per essere impiegata a carico catodico?

Se si tratta di uno stadio per l'accoppiamento a bassa impedenza fra un circuito di toni tipo « Baxandall » (*) e l'amplificatore, si utilizzerà una valvola con la più alta pendenza possibile (12AT7, 6J6, ecc.) per ottenere il valore più basso dell'impedenza d'uscita.

La valvola con carico catodico richiede una tensione di pilotaggio griglia-massa superiore alla sua tensione d'uscita, come abbiamo già visto; la potenza d'uscita è uguale al prodotto $V_u\ I_k$; la valvola più adatta sarà quella che può fornire questa potenza con una tensione bassa, ma con forte corrente I_k.

La valvola ideale dovrà avere una grande pendenza g_s, un alto coefficiente statico di amplificazione μ_s ed una debole resistenza interna ρ.

I pentodi rispondono alle prime due condizioni, ma non alla terza, i triodi alla prima ed alla terza, non alla seconda.

Una valvola con dissipazione anodica di circa 15 Watt, con una pendenza di 15 mA/V, una resistenza interna di 2000 Ω ed un μ_s di 30 sarebbe molto adatta, ma purtroppo bisogna accontentarsi delle valvole esistenti.

Le valvole della serie per apparecchi senza trasformatore di alimentazione possono fornire una rilevante potenza con bassa tensione (recentemente la Philips ha creato un'altra valvola molto adatta a questo impiego: la EL86, N.d.T.).

Così due UL41 in parallelo rappresentano una valvola le cui costanti sono: $g_s = 17$ mA/V, $\rho = 9\ k\Omega$, $\mu_s = 153$; con una tensione di alimentazione di 110 V la corrente media è di 72 mA.

Con 220 V di picco fra griglia e griglia si può ottenere da un push-pull parallelo di quattro UL41 una potenza d'uscita di 12 ÷ 13 Watt.

Se non si dispone di valvole con forte corrente catodica, si potranno dunque usare più valvole in parallelo, poichè così la corrente di una valvola risulta moltiplicata per il numero dei tubi impiegati.

La potenza disponibile dipenderà anche dallo stadio pilota, e sarà pressochè proporzionale al quadrato della tensione di eccitazione che esso potrà fornire in quanto V_u è poco differente da V_e. Con i pen-

Fig. 17
Esempio di alimentatore per lo schema della figura precedente.

Fig. 18
Esempio di stadio pilota a carico catodico.
Il carico del pilota è costituito da una induttanza a presa centrale. Se la resistenza ohmica di ogni semi-avvolgimento è di 500Ω, la griglia delle finali risulterà a + 5V rispetto a massa. Si dovrà allora compensare questa tensione con il potenziometro da 200Ω in modo che i catodi risultino ad una tensione di 25V rispetto a massa in modo da avere la corretta polarizzazione di —20V sulle griglie. L'impedenza griglia a griglia sarà dell'ordine di 1000Ω.

Fig. 17

Fig. 18

Fig. 19
Amplificatore con stadio finale a carico catodico.

todi la differenza fra V_u e V_e è ancora minore, per cui il rendimento dello stadio è più alto che non con i triodi.
Da un controfase di EL34 alimentato in placca e griglia schermo con 250 V, si può ottenere, con un carico di 4000 Ω catodo a catodo ed una tensione di eccitazione di picco di 428 V fra griglia e griglia, una potenza d'uscita di 10 W indistorti, mentre con 300 V la potenza è di 20 W, e di 5 W con 215 V.
Poichè il catodo può essere portato a delle tensioni di picco dell'ordine di 250 V, per evitare scariche fra esso ed il filamento bisognerà che quest'ultimo sia alimentato da un avvolgimento separato, collegato al catodo; in questo modo fra i due elettrodi esisterà una costante differenza di potenziale.
Una alimentazione speciale dovrebbe poi essere prevista per le griglie schermo e lo stadio pilota, il quale richiede una tensione da 500 a 600 V per poter fornire l'elevata tensione d'uscita richiesta dalle griglie finali.

Studio dello schema dell'amplificatore.

L'amplificatore è composto da tre stadi: un primo, amplificatore di tensione ed inversore di fase, con la ECC83, un secondo stadio amplificatore pilota, con la ECC82, ed infine lo stadio finale a carico catodico con due EL34 (figura 19).
Volendolo, si potrebbe usare vantaggiosamente un controfase-parallelo di EL84 senza modificare altro che le resistenze di polarizzazione (le quali dovranno in questo caso essere di circa 60 Ω).
Poichè le EL34 funzionano come pentodi, l'alimentazione delle griglie schermo è ottenuta separatamente, come si è detto.
Infatti in figura 19 si possono notare due alimentatori in serie: uno fornisce 250 V e 300 mA per gli anodi delle finali, l'altro dà 250 V, corrispondenti ad una tensione di 500 V fra il positivo e massa, per alimentare gli schermi delle EL34, lo stadio pilota e la ECC83.
La tensione di pilotaggio delle valvole finali, già poco distorta di per sè, viene ulteriormente corretta da una tensione di controreazione totale prelevata dal secondario del trasformatore d'uscita ed applicata al catodo di una sezione della ECC83.
Ognuna delle due EL34 è accesa con un avvolgimento separato il cui punto intermedio, ottenuto per mezzo di due resistenze, è collegato al catodo della valvola corrispondente.
Si noti il sistema di polarizzazione delle valvole finali che permette di avere una impedenza d'entrata di valore $(1 + \mu_d)\ R_g$, cioè 3,26 MΩ nel caso delle EL34 per le quali $\mu_d = 20$, e 7,2 MΩ per le EL84, con le quali $\mu_d = 40$.
Un condensatore di accoppiamento da 10.000 a 20.000 pF assicura una costante di tempo ottima per la trasmissione delle note basse.

Il trasformatore d'uscita.

E' evidente che se si vuole ottenere la massima potenza d'uscita dallo stadio finale la qualità del trasformatore d'uscita dovrà essere pari a quella che si esigerebbe se lo si dovesse impiegare in un circuito a carico anodico.
Se alle frequenze basse l'impedenza di carico diminuisce, μ_d diminuirà; la conseguenza di ciò è che, essendo

$$\Delta V_g = \frac{V_e}{1 + \mu_d},$$

per una determinata tensione d'entrata ΔV_g aumenterà man mano che μ_d diminuisce e potrà oltrepassare il valore della tensione di polarizzazione della valvola causando inevitabilmente corrente di griglia e distorsione. Contro questo, nulla può la controreazione: essa dà alle valvole delle caratteristiche perfettamente lineari soltanto fino a quando le griglie non vengono sovraccaricate e gli sfasamenti sono lineari.
Bisogna dunque che μ_d abbia e mantenga un valore adatto su tutta la gamma di frequenza da riprodurre; occorre, cioè, che il trasformatore presenti il carico più adatto.
La EL34 ha come pentodo, una resistenza interna di 15 kΩ ed un carico ottimo di 2 kΩ. Per il controfase il carico equivalente è

$$\frac{30.000 \cdot 4000}{30.000 + 4000} = 3500\ \Omega$$

alle frequenze basse.
Se l'impedenza primaria ha questo valore e l'induttanza è di 110 H si avrà a 5 Hz una caduta nella risposta che non supera i 3 dB.
Dal lato delle frequenze alte invece, gioca un ruolo importante l'induttanza dispersa: se questa è inferiore ai 100 mH si avrà una risposta di —3 dB a 50000 Hz.
Questo valore di dispersa non è difficile da ottenere con un avvolgimento a sezioni intercalate, e sul mercato si può trovarne qualche esemplare già pronto. Con un cattivo trasformatore, invece, la qualità di riproduzione non verrà alterata, ma si otterrà una minore potenza massima indistorta, per le ragioni già esposte.
E' facile farsi un'idea della tensione d'entrata necessaria per ottenere una determinata potenza.
Per 10 W d'uscita su un carico di 4000 Ω la tensione d'uscita risulta uguale a $\sqrt{10.4000} = 200$ V efficaci, ovvero $200\sqrt{2} = 282$ V picco.
Ricordando le relazioni $V_u = \mu_d\ \Delta V_g$ e $\mu_d \cong 20$ (per le EL34),

risulta $\Delta V_g = \frac{280}{20} = 14$ V, da cui è $V_e = (1 + \mu_d)$

$\Delta V_g = 21 \cdot 14 \cong 300$ V,
cioè 150 Volt per ogni sezione di 12AU7.
Con una tensione anodica effettiva di 250 V, questo è il massimo che si possa chiedere a questa valvola se si vuole conservare la qualità del segnale.
Fortunatamente, però, una potenza di 10 W è raramente necessaria in un appartamento, ed è proprio per l'ascolto in un tale ambiente che l'amplificatore è destinato.
Esso poi non ha più valvole di un amplificatore normale; soltanto la sua alimentazione presenta qualche complessità.
La EL86 in controfase-parallelo può portare ad una semplificazione dello schema in quanto il suo alto isolamento catodo-filamento non richiede più l'accensione con avvolgimenti separati. Inoltre questa valvola dà, con la stessa tensione d'ingresso V_e, una maggiore potenza modulata.
Per questo tipo di finale l'alimentatore dovrebbe dare 150 V agli anodi delle EL86 e 300 V per le griglie schermo.
Con queste valvole, infine, l'impedenza ottima di carico, catodo a catodo, scenderebbe a 2000 Ω (con 150 V anodici e 170 sulle griglie schermo); la resistenza di polarizzazione dovrebbe essere di 70 Ω.

Conclusione.

Noi riteniamo che coloro che costruiranno questo tipo di amplificatore non resteranno delusi. Se qualcuno possedesse già un « Williamson » con un... generoso stadio pilota e volesse provare la qualità del circuito, trasporti pure il trasformatore d'uscita dagli anodi ai catodi.
Noi pensiamo che, come tutti quelli che hanno ascoltato l'amplificatore a carico catodico, non ritorneranno più allo schema primitivo. ■

(*) Wireless World, ottobre 1952; Alta Fedeltà, novembre 1957, pag. 28.

(1) Più esattamente: il limite inferiore dei valori di A al variare di μ_d è zero, e si ha il passaggio al limite quando μ_d tende a zero (N.d.T.).

(2) La quale è uguale al negativo di griglia, nel caso di amplificazione in classe A.

ACCOSTAMENTO ALL'ALTA FEDELTA'

di Norman H. Crowhurst.

da Radio e TV news - Febbraio 1958

(a cura di A. CONTONI)

« Devo acquistare oggi, o devo attendere ancora? E' preferibile un unico complesso o un sistema ricavato collegando vari componenti acquistati separatamente? » Qui ci sono le risposte.

Chi è dell'avviso di acquistare un impianto di alta fedeltà deve necessariamente farsi le domande « I complessi d'alta fedeltà l'anno venturo saranno migliori di quest'anno? Lo devo acquistare ora, o è meglio aspettare? ».
In realtà questi interrogativi vanno considerati da un punto di vista fondamentale: potrà essere ancora assai migliorata la riproduzione di alta fedeltà? Esiste un traguardo definitivo nell'alta fedeltà? Lo abbiamo quasi raggiunto o è ancora molto lontano?
Cominciando ad indagare in proposito, sorgono subito nuove questioni, come: E' preferibile un sistema complessivo, tutto contenuto in un'unica unità, o un sistema risultante dall'assiemaggio di componenti staccati per il quale possiamo acquistare separatamente il pick-up, il giradischi, il sintonizzatore, il preamplificatore, l'amplificatore e gli altoparlanti? Inoltre qualunque sia il sistema che scegliamo fra questi, che cosa dobbiamo tener d'occhio in ciascuna sezione? Dove possiamo aspettarci di trovare in avvenire dei miglioramenti nel funzionamento, ed in quale misura?
Una schietta risposta a queste domande sarà di aiuto all'acquirente probabile di un complesso di alta fedeltà, cominciando a rispondere all'interrogativo principale c i r c a quanti e quali miglioramenti egli potrà verosimilmente constatare nel « modello dell'anno venturo ».

Testina e braccio fonorivelatori

Prendendo a considerare i riproduttori fonografici, cominceremo con la combinazione testina - braccio del fonorivelatore. Nei primordi di questi, molti anni fa, si usava un'unica unità che li comprendeva entrambi. La testina era una parte inseparabile del braccio fonorivelatore. Successivamente coll'intento di raggiungere una maggior versatilità e di ottenere una facile sostituzione della parte più costosa, si adottò la cartuccia da innestare nel braccio. Con ciò non solo era possibile innestare una nuova cartuccia dello stesso tipo nel braccio originale, ma l'utente poteva andar fuori ad acquistare un altro tipo di cartuccia e poi applicarla al braccio preesistente.
Il grande pregio di questo sistema consiste nel fatto che l'utente è messo in grado di sostituire la vecchia testina quando ne appaia una migliore sul mercato. Dunque bracci e testine possono essere scelti separatamente. Questi vantaggi sono stati gli argomenti più validi per la tesi di mantenere l'intercambiabilità degli innesti negli ultimi anni. Attualmente alcuni fabbricanti ritornano al fonorivelatore integrale comprendente testina e braccio solidamente uniti. La parte più costosa, la puntina e i suoi accessori di montaggio, usualmente è sostituibile o intercambiabile. Ciò rende l'unità facilmente adattabile ad entrambi i s o l c h i da 1"/1000 e da 3"/1000 e permette la sostituzione della parte costosa. Ma il montaggio è unico per un insieme braccio-testina, per cui non è possibile accoppiare la testina fonorivelatrice di un costruttore sul braccio di un altro. Ciascuno rivelatore completo viene fornito di tutte le sue parti accessorie. Questa tendenza trova la sua origine nel fatto che, accostandosi i fonorivelatori alla perfezione, i due componenti si completano a vicenda. Non è possibile progettare un fonorivelatore senza tener conto del braccio col quale dovrà lavorare, o viceversa. Ma naturalmente, si perde in tal modo la versatilità.

Preamplificatore fonografico

Elettricamente il fonorivelatore deve alimentare correttamente il preamplificatore con un'uscita sufficiente, ma senza provocare sovraccarico e distorsione. I fabbricanti di preamplificatori si sono trovati davanti al problema di come regolare il guadagno delle loro unità in modo da poter essere connessi con rivelatori aventi diversi livelli di uscita.
Se il preamplificatore è fatto sufficientemente sensibile per lavorare bene coi rivelatori di uscita molto bassa, tali come i vecchi tipi a bobina mobile, esso produce per necessità di cose distorsione nei primi stadi quando è combinato con un rivelatore avente uscita notevolmente superiore.
Naturalmente, se il fonorivelatore è ceramico o piezoelettrico, invece di essere magnetico o a bobina mobile, si usa un'entrata al preamplificatore completamente separata, per cui in tal caso il problema non esiste. Pure l'equalizzazione è differente a seconda che si tratti di rivelatore a cristallo o ceramico, piuttosto che magnetico o a bobina mobile.
Il problema dei livelli fra fonorivelatore e preamplificatore è un problema bicipite. Alcuni costruttori di preamplificatori hanno risolto con successo il problema in modo che le loro unità possano essere pilotate da rivelatori di sensibilità variabile — ma altri non lo hanno risolto, e ciò riporta nuovamente il problema ai fabbricanti di fonorivelatori.
La testina può essere così progettata da ammettere una vasta selezione della tensione di uscita. Se essa è fatta per dare un'uscita molto buona offre molte possibilità di eliminare rumorosità e disturbi. Ciò porterebbe ad un campo dinamico effettivamente maggiore per l'unità.
Ciò che trattiene a sfruttare la miglior tensione di uscita possibile è che la sensibilità è più alta, e conseguentemente con certi preamplificatori si può generare sovraccarico nei primi stadi. E' pur vero però che il sovraccarico non è dovuto al fonorivelatore. La stessa capsula connessa ad un preamplificatore provvisto di accorgimenti tecnici per funzionare con diversi rivelatori, suonerebbe perfettamente; ma se fosse connessa con un preamplificatore progettato appositamente per lavorare con testina di bassa sensibilità produrrebbe sovraccarico. Allora il confronto per esempio fra i vecchi tipi a bobina mobile a bassa sensibilità ed il nuovo tipo magnetico ad alta sensibilità, può dare la falsa impressione che la cartuccia più recente produca distorsione, mentre questa in realtà è prodotta nel preamplificatore in seguito al livello più alto.
Stando così le cose i fabbricanti non solo devono assicurarsi che la loro u n i t à funziona secondo le prescrizioni, ma devono anche badare a certe deprecate conclusioni che possono essere dedotte dal pubblico a motivo della distorsione generata in altre parti del sistema.
Questo genere di problema ricorre frequentemente in diversi punti del

sistema di alta fedeltà e costituisce un particolare rompicapo per i fabbricanti dei componenti. Ciò si dovrebbe riguardare come uno svantaggio del sistema a componenti separati. Ma chi è alla ricerca di migliorare il proprio impianto, sfruttando componenti perfezionati, man mano che si rendono disponibili, considera che i vantaggi del sistema a componenti staccati supera, da questo punto di vista, questo particolare svantaggio.

Giradischi semplice o cambiadischi automatico?

Questa è una questione molto vecchia ed è già stata discussa frequentemente in passato. La tendenza attuale sembra quella di avvicinarsi all'uso di un semplice giradischi per suonare i dischi microsolco (e probabilmente per i 78, come pure in alcuni casi, per coloro che hanno una grande discoteca di dischi a 78 giri). I dischi a 45 giri sono stati creati per uno scopo essenzialmente diverso. L'intento che con essi si vuol raggiungere è di provvedere una musica di sottofondo continuo, o da ballo, o per simili occasioni. In tal caso l'elemento più indicato per questi scopi è il cambiadischi economico appositamente studiato per ottenere un basso costo.

La miglior soluzione sembra l'adozione di un buon giradischi semplice per i dischi microsolco a 33 giri e di un cambiadischi automatico economico per i 45 giri. Alcuni giradischi moderni a molte velocità possono funzionare egualmente bene a tutte le velocità, ma in generale è usualmente più facile ottenere un miglior funzionamento impiegando il comando più semplice, quale può essere ottenuto con un giradischi monovelocità.

L'ultimo ritrovato americano in questo senso è un giradischi comandato elettronicamente. La tensione di rete a 60 Hz pilota questo giradischi a 33 giri come un monovelocità. Poi un'unità supplementare con un oscillatore provvisto di commutatore a 4 posizioni fornisce le frequenze necessarie per azionare lo stesso giradischi a 16, 33, 45 e 78 giri al minuto, con un regolatore per ogni velocità. Questo tentativo appare come una promessa di combinare il vantaggio della semplicità meccanica in un complesso monovelocità col funzionamento a molte velocità. Inoltre, se ci riflettete sopra, troverete probabilmente un complesso ad una sola velocità a minor costo e che fornirà un funzionamento identico a questi nuovi tipi sotto molti aspetti.

Vi sono sul mercato dei giradischi molti buoni prodotti che avranno realmente un funzionamento soddisfacente per molto tempo.

Radio

Quello che importa di osservare in un radioricevitore, sia esso un ricevitore di alta fedeltà completo di amplificatore di potenza e del sistema di altoparlanti, sia che esso venga acquistato come un sintonizzatore separato, è che la sezione radio sia adatta alla località in cui l'apparecchio deve essere usato. Ciò è vero per la ricezione sia MA, sia MF.

Inoltre in risposta alla domanda se conviene acquistare due sintonizzatori separati per MA ed MF, ovvero combinati in un tipo unico a commutatore, si dirà che la preferenza dovrà definitivamente essere accordata alle due unità separate, ammesso di aver il mezzo di procurarsele.

L'unico argomento in favore della adozione di un'unità combinata sarebbe riguardo al costo. Ma non essendo possibile generalizzare su questo argomento, la scelta dovrà esser fatta osservando la funzionalità dei singoli componenti.

Attualmente gli apparati industriali producono sempre più interferenze sull'intera gamma di ricezione, quindi un requisito importante è l'entità della reiezione di interferenza ottenibile colle unità riceventi. Disturbi interferenziali possono verificarsi attraverso l'antenna o attraverso la linea di alimentazione.

L'eliminazione della interferenza proveniente dalla linea di alimentazione può essere raggiunta con un opportuno tipo di reiettore di interferenze connesso fra i morsetti di alimentazione ed il collegamento alla linea. Con questo sistema si ottiene di separare l'interferenza dal ricevitore stesso.

La qualità di interferenza che entra attraverso l'antenna è normalmente di breve durata e di alto livello energetico ,la durata dello impulso essendo dell'ordine del microsecondo ed il livello di energia essendo molte volte quello del segnale ricevuto.

Senza la soppressione dell'interferenza un tale impulso metterebbe l'apparecchio fuori uso anche eventualmente per un periodo di quasi un secondo dopo ciascun impulso. Se gli impulsi sono molto frequenti, due o tre al secondo o più, possono interrompere completamente la ricezione.

La prima cosa da fare per eliminare l'interferenza consiste nel bypassare questi impulsi dapprima nella sezione R.F. del ricevitore, per impedire che essi si propaghino attraverso il rimanente dello amplificatore a causare sovraccarico e bloccaggio.

Questo modo di procedere riduce certamente l'effetto di bloccaggio degli impulsi, ma questi saranno assai udibili, perchè una piccola parte dell'impulso, prima che lo effetto di bypass sia operante, viene pure amplificato. L'amplificatore audio lo dilata rendendolo udibile come un colpo secco o come una raschiatura nell'altoparlante. Interferenze di questo tipo possono deturpare notevolmente la riproduzione con una rapida successione di colpi e di grattamenti.

Tipi più moderni di soppressori di interferenza impiegano dei tubi supplementari e reti ritardanti per bloccare l'amplificazione per la durata dell'impulso e contemporaneamente per conservare la forma dell'onda audio, durante il persistere di questo bloccaggio. Questo può essere considerato come un soppressore a tre stadi e un tale tipo di soppressore è ora impiegato su una buona quantità di sintonizzatori MA. Ciò può essere ritenuto come una necessità per l'alta fedeltà.

Naturalmente è importante scegliere un sintonizzatore con una larghezza di banda opportuna per il grado di sensibilità e selettività necessarie nella località dove dovrà lavorare.

Se voi siete vicini a trasmettitori poco potenti e desiderate ricevere solo questi, un sintonizzatore a larga banda senza eccessiva sensibilità e selettività, vi darà una ricezione di più alta fedeltà, che un sintonizzatore più sensibile e selettivo fatto per ricezione a grande distanza.

Nell'ultimo caso ora prospettato sono necessarie una maggior selettività ed una restrizione ammissibile della larghezza di banda, per evitare interferenze fra i canali.

Se vi trovate nella condizione di ricevere da lontano e da vicino (ricezione della locale), voi avete bisogno di un ricevitore provvisto di commutatore locale lontano, che dovrà essere ben progettato.

Colla MF vale sempre lo stesso principio. La sensibilità del ricevitore dipenderà dalla vostra posizione. Se voi siete molto vicini ai trasmettitori e intendete ascoltarli, non vi è ragione di avere un ricevitore di alta sensibilità, che porterebbe solo a raccogliere più disturbi o interferenze. Se il sintonizzatore è provvisto di doppio dispositivo per regolare la ricezione locale o lontana, questo può ben servire allo stesso scopo.

In MF come in altri campi dell'alta fedeltà le tendenze sono evidenti.

Nel campo dei fonorivelatori, un tempo quello magnetico era il solo tipo di rivelatore usato. Poi vennero quelli a bobina mobile ed a cristallo. Infine ora, con progetti migliorati ,noi torniamo indietro al tipo magnetico, che sembra dare il grado più alto di funzionalità (sebbene alcuni preferiscono ancora il tipo a bobina mobile. Ma non si deve trascurare l'eventualità che un giorno compaia un nuovo tipo ceramico che sia migliore di entrambi.

Analogamente nella ricezione MF, inizialmente il rivelatore a rapporto raggiunse un alto grado di popolarità, mentre ora il dispositivo limitatore-discriminatore viene preferito e ritenuto il tipo migliore. Tuttavia i recenti perfezionamenti al rivelatore a rapporto, secondo un progetto migliorato, permettono di raggiungere risultati almeno pari, se non leggermente superiori. Così in un prossimo futuro si avrà la tendenza a ripiegare su una forma migliorata di rivelatore a rapporto.

Bisogna sempre stare in guardia contro i pareri oscillanti sopra un certo tipo di circuito presentato come superiore ad un certo altro tipo.

Queste affermazioni vanno sempre intese con riserva. Anche se sono vere al momento in cui vengono formulate sarà sempre bene aggiungere « allo stato attuale della tecnica ». Perfezionamenti successivi possono sempre invertire l'ordine delle preferenze.

Sfortunatamente ,nelle questioni di alta fedeltà, un grande numero di tecnici « si sposa » ad un particolare circuito in un modo per niente scientifico. Essi sono convinti che un certo circuito è il migliore e non v'è modo di far loro prendere in considerazione un altro circuito, poichè essi ritengono che il nuovo non sarà altrettanto buono di quello vecchio. Questa tendenza è indubbiamente un ostacolo al progresso.

Il terminale di potenza

A questo punto consideriamo l'amplificatore e l'altoparlante, che portano un'altra serie di problemi. Gli amplificatori sono essenzialmente studiati (se si vuol porre una definizione) per dare una certa potenza di uscita con una distorsione convenientemente bassa e per ottenere una certa linearità di risposta in frequenza. Poichè non esiste una impedenza « standard » dell'altoparlante, dato che i singoli altoparlanti hanno impedenze le più svariate possibili, l'unico modo di caratterizzare la funzionalità di un amplicfiatore è di caricarlo con una resistenza normale di valore eguale all'impedenza nominale dell'altoparlante.

In conseguneza qualcuno ha accusato il fabbricante di amplificatori di progettare il suo amplificatore per alimentare un carico resistivo e di prendere l'atteggiamento di non ritenersi responsabile di ciò che può accadere quando l'amplificatore è connesso con un altoparlante.

Ciò è vero in ben pochi casi, seppure ve ne sono.

Generalmente, se non sempre, i fabbricanti di amplificatori hanno fatto uno sforzo coscienzioso per far sì che i loro amplificatori lavorino almeno con un certo grado minimo di soddisfazione quando sono connessi ad un altoparlante di dipo medio. Data la grande variabilità delle impedenze degli altoparlanti, diviene quasi impossibile garantire che l'amplificatore lavori egualmente bene con tutti i tipi di altoparlanti. Inoltre lo sforzo fondamentale verso una molto alta resa con un carico fittizio (col quale sfortunatamente noi non possiamo effettuare l'ascolto!) ha alquanto forzato la mano del costruttore di amplificatori a produrre un amplificatore che lavori magnificamente dapprima con un carico resistivo, e che poi funzioni ragionevolmente bene con un altoparlante che gli venga connesso in un secondo tempo.

Il fabbricante di altoparlanti si è trovato di fronte a problemi analoghi. Se un dato amplificatore non funziona bene quando è connesso al suo proprio altoparlante, spesso il biasimo va giustamente all'altoparlante.

Un esempio di questo stato di cose è rappresentato da un fabbricante di altoparlanti elettrostatici per gli acuti, il quale ha incorporato nel suo tweeter dei circuiti allo scopo di evitare la distorsione prodotta in alcuni amplificatori, quando la impedenza combinata dell'altoparlante per i bassi e di quello per gli acuti, entrando in risonanza, provocano un carico per l'amplificatore notevolmente diverso da quello ottimo.

Evidentemente, ciò non dipende essenzialmente dal costruttore dell'altoparlante elettrostatico. Ma questo ultimo viene incolpato di essere la causa del cattivo comportamento del complesso, così per sua « protezione » conviene che il fabbricante incorpori un circuito nella sua unità che elimini un tale funzionamento insoddisfacente.

Nel tentativo di poter usare diversi tipi di altoparlanti, in modo che la resa sia più uniforme, molti costruttori di amplificatori hanno introdotto dei circuiti a smorzamento variabile. Sfortunatamente questa non è la soluzione ideale. Molti circuiti a smorzamento variabile. mentre modificano lo smorzamento nell'intorno della risonanza dell'altoparlante, variano anche il margine di stabilità dell'amplificatore in altre regioni. La resa di un amplificatore può essere uniforme con un *carico resistivo* nel campo del regolatore di smorzamento, ma non può essere uniforme quando l'amplificatore è connesso ad un altoparlante.

Acusticamente l'altoparlante deve essere integrato dal mobile, dallo ambiente in cui è destinato a lavorare, dopo che sia stato correttamente accoppiato all'amplificatore.

Un'unità di altoparlante progettata per funzionare in una piccola cassetta da sospendere, non serve bene in un grande mobile di tipo bass-reflex, anche se ha il diametro adatto del cono. Il fatto che un altoparlante da 15" per i bassi lavori bene in un mobile bass-reflex di certe dimensioni, non significa che un altro altoparlante da 15" possa essere sostituito nello stesso mobile con risultati identici.

Vi è poi la questione delle onde stazionarie. Queste possono essere o esaltate o attenuate dal tipo di altoparlante, dal suo mobile e dalla sua posizione. Per ottenere il miglior rendimento dobbiamo fare una cernita di elementi, che virtualmente renda l'altoparlante parte integrante dell'ambiente di audizione.

Un'altra questione riguarda: a) lo uso degli altoparlanti elettrostatici a bassa banda; b) il tipo di altoparlante « ausiliario », e c) altri possibili combinazioni nel sistema dei componenti. Una difficoltà che si presenta con gli altoparlanti elettrostatici a larga banda, anche quando questo campo abbraccia solo le frequenze dai 500 Hz in su, è la scarsa possibilità di raggiungere un certo grado di smorzamento acustico nell'accoppiamento elettrico all'amplificatore. Ciò è invece facile cogli altoparlanti dinamici, come messo in evidenza dai recenti progressi che si sono illustrati nelle riviste del genere.

Inoltre vi è possibilità che un'unità di tipo elettrostatico possa essere realizzata in questo senso. Un'idea per questa prospettiva sarebbe lo studiare un circuito elettronico a capacità negativa relativamente semplice integrato da un'unità elettrostatica. Così si neutralizzerà la capacità elettrica dell'unità, permettendo sostanzialmente all'amplificatore di potenza di essere accoppiato più direttamente al carico acustico sul diaframma dell'altoparlante elettrostatico.

Un altro studio intorno al quale sono già state effettuate prove e del quale ci aspettiamo di vedere i prodotti l'anno venturo o presso a poco, aiuterà a risolvere il problema discusso prima dell'accoppiamento dell'amplificatore all'altoparlante. Ciò assumerà la forma di commutazione nel circuito amplificatore.

Esperienze molto accurate hanno mostrato che diversi dispositivi compensatori di fase, come anche combinazioni svariate di reazione per ottenere diversi fattori di smorzamento, daranno luogo alla miglior resa generale con *tipi diversi* di carichi di altoparlanti; per es. altoparlanti di tipo dinamico, che coi loro incroci richiedono fattori di smorzamento variabili per dare il miglior risultato; od anche un altoparlante dinamico per i bassi con uno elettrostatico a larga banda.

Pochi componenti, accuratamente selezionati, con un commutatore selettore, per scegliere la combinazione migliore per ogni singola connessione di altoparlante farebbe funzionare un amplificatore di alta qualità con un altoparlante quasi altrettanto bene che con un carico resistivo fittizio.

Assieme contro componenti

Ritornando a questa questione, la discussione precedente suggerisce che l'avvenire può offrire una triplice scelta piuttosto che doppia.

Una nuova possibilità, usando uno di quelli che possono essere chiamati « sistemi a componenti integrati » è stata sfruttata da qualche fabbricante.

E' ben noto che l'unità altoparlante deve essere integrata da uno studio del mobile. Allora colui che desidera realizzare da sè il proprio complesso può acquistare il legno o un tino e costruire il contenitore secondo le prescrizioni del fabbricante di altoparlanti, per le unità usate. Molti costruttori di altoparlanti hanno reso possibile queste facilitazioni.

L'alta fedeltà attualmente ha raggiunto un grado molto elevato. Indubbiamente successivi miglioramenti avranno luogo — anzi saranno molti. Ma la qualità attualmente raggiunta è tale da soddisfare per molto tempo a venire. Questo fa dipendere l'avvicinamento alla alta fedeltà da ciò che voi desiderate di alta fedeltà.

Il fabbricante di complessi finiti può mettere insieme componenti studiati per lavorare insieme, senza dover fare dei compromessi per i problemi discussi sopra e che complicano la situazione; egli può provvedere un conveniente mobile per installarvi il sistema; egli può anche ridurre il costo, dato che l'intero sistema viene fabbricato in un ciclo produttivo integrale.

Ciò che più importa è che i costruttori di complessi permettano all'ingegno dei tecnici dell'audio di estrinsecarsi. Ma molti materiali di « alta fedeltà » venduti da un buon fabbricante di vari complessi, non deve per nulla essere classificato dal nome del costruttore. Ciò è specialmente vero per un grande numero di unità meno costose, disponibili sul mercato. Recentemente un amico mi ha chiamato e mi ha annunciato " Io ora possiedo un'« alta fedeltà » ". Quando gli chiesi quale fosse e quanto costasse, rispose alla 2ª domanda dicendo " 59 dollari e mezzo, completo di ogni cosa! "

— Poi venne l'altra domanda " Perchè ridi " Chiunque che possieda una conoscenza minima delle cose che riguardano i sistemi di alta fedeltà, conosce che i soli materiali per un sistema di alta qualità costano più di 59,5 dollari. Nessuna riduzione di costo può produrre un sistema a.f. per tale prezzo. La qualità deve essere necessariamente drasticamente sacrificata.

Questo in realtà è il principale argomento circa il mercato dei complessi totali. Essenzialmente questi fabbricanti pensano alle vendite più forti possibile al prezzo più basso possibile, basandosi sul fatto che chi non ha una reale esperienza di audizioni non può rilevare qualche differenza di qualità. Dopo tutto « il pubblico può sentire la musica — che importa a lui se è distorta? »

I « perfezionamenti » al più spesso consistono nell'impiegare 3 unità di altoparlanti da 5", invece di uno solo da 8", e nel chiamare il complesso « sistema a tre altoparlanti ».

Ciò conduce a contrattare il suono in base al prezzo, perchè il pubblico notoriamente dice che un sistema con tre altoparlanti da solo costa più di 59,5 dollari — come in realtà si constata per un sistema soddisfacente.

Sfortunatamente il fabbricante di complessi, per formarsi un grande mercato, è in pratica costretto a fare una bella « presentazione » relativamente ai quattrini, usando artifizi simili a questo, piuttosto che a provvedere reale qualità nel suo sistema. Vi sono delle eccezioni, ma è un affaraccio a trovarle.

(Nota dell'editore: Vi è qualche fabbricante di componenti, che ha raggruppato insieme un certo numero delle sue proprie unità con unità fatte da altri costruttori di parti staccate, formando « un sistema completo » nel suo mobile. Con questo procedimento la qualità del sistema è determinata dalla qualità dei singoli componenti usati, e questa può essere molto alta. Però questo sistema soffre delle stesse manchevolezze di flessibilità di qualsiasi sistema completo).

Usando sia un sistema a componenti, sia un sistema a componenti integrato — o una combinazione di entrambi — voi potete procurarvi da voi stessi il miglior apparato e pure tenervi al corrente con i perfezionamenti dei migliori elementi, man mano che vengono disponibili sul mercato.

Il semplice sistema a componenti ha il vantaggio della più alta flessibilità di combinazioni, ma occorre aver molta cura nel fare le combinazioni, per evitare interazioni indesiderabili.

L'insieme a componenti integrato aiuta ad evitare difficoltà d'incompatibilità e, in qualche parte, può costituire la miglior soluzione, ma si perde il vantaggio della versatilità per chi si vuole ingegnare ad introdurre certe variazioni nel suo impianto.

Qualunque sia il sistema che riteniate migliore, state pur sicuri che il vostro impianto sarà superato nello spazio di una notte — oppure in un anno o due. Procuratevi la miglior alta fedeltà, ma sappiate che in breve tempo verrà migliorata. Allora procuratevi voi stessi il miglior complesso tenendo un occhio al progresso, relativamente al vostro impianto, verso migliori standard, quando compariranno sul mercato. ■

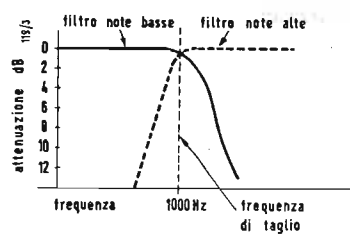



Fig. 1
Curva di risposta tipica di un sistema « crossover ».

E' noto che lo scopo di un filtro « crossover » è quello di separare le note alte e quella basse all'uscita di un amplificatore di potenza, ed inviarle a due diversi altoparlanti, le cui frequenze di risonanza si trovino esternamente alle bande di frequenza cui ognuno di essi è interessato. Il problema basilare nella realizzazione di un efficace filtro separatore per il pilotaggio di altoparlanti separati è quello di calcolare una serie di filtri di taglio.

Nel caso più semplice, di due elementi, uno di essi dovrà assicurare una forte attenuazione di tutte le frequenze sopra un certo valore precedentemente stabilito, mentre un secondo filtro, con funzionamento esattamente inverso al precedente, dovrà contrastare il passaggio delle frequenze passanti nell'altro filtro e lasciar passare invece solo quelle frequenze che nel primo filtro erano tagliate.

In altre parole avendo — per esempio — un sistema d'altoparlanti che comprenda un altoparlante per le note basse (capace di riprodurre senza distorsione apprezzabile tutte le frequenze comprese tra 40 e 100 Hz) e un secondo altoparlante per le frequenze alte (capace di riprodurre le frequenze comprese tra 1000 e 15000 Hz) sarà necessario realizzare un filtro di taglio che invii al primo altoparlante soltanto tutte le componenti inferiori a 1000 Hz e al secondo altoparlante tutte le componenti superiori a 1000 Hz. Questi filtri sono generalmente realizzati con induttanze e capacità, poste in serie o in parallelo tra loro in modo da creare un fronte ripido alle frequenze di taglio ed un passaggio sufficientemente lineare delle frequenze oltre il fronte di taglio verso le frequenze basse o verso le frequenze alte.

Le curve caratteristiche di un filtro per altoparlanti sono illustrate nella fig. 1. Si vede che il primo filtro è in grado di attenuare in modo violento tutte le frequenze superiori a 1000 Hz. Mentre il secondo filtro è in grado di attenuare tutte le frequenze inferiori a questa frequenza. Le curve coincidono appunto nella parte di rapida caduta, in modo che ai due altoparlanti giungano solo le frequenze per cui sono stati calcolati. Non vi deve inoltre essere un punto in cui i due altoparlanti siano sottoalimentati ambedue per l'incompleta sovrapposizione delle due curve dei filtri.

Nel calcolare il valore delle induttanze e capacità che sono necessa-

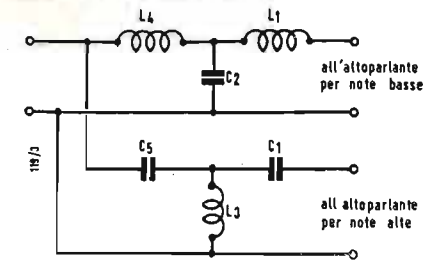



Fig. 2
Schema elettrico di un filtro « crossover » tipico, realizzato con tre induttanze e tre capacità.

rie per creare il filtro è necessario conoscere l'impedenza degli altoparlanti, la frequenza di taglio che si desidera ottenere e la sezione del supporto delle bobine che si intende usare.

Faremo ora seguire un certo numero di calcoli stabilendo il valore d'impedenza degli altoparlanti in 8 ohm, e indicando volta per volta il diametro dei supporti sui quali dovranno essere avvolte le bobine. Le formule necessarie per il calcolo di L e C sono le seguenti (v. fig. 2).

$$L_1 = \frac{R_o}{6,28\ fc}\ ;\ L_3 = \frac{R_o}{12,56\ fc}$$

$$L_4 = (1 + m)\ \frac{R_o}{6,28\ fc}$$

$$C_1 = \frac{1}{6,28\ f_c\ R_o}\ ;\ C_2 = \frac{2}{6,28\ f_c\ R_o}$$

$$C_5 = \left(\frac{1}{1 + m}\right)\ \left(\frac{1}{6,28\ f_c\ R_o}\right)$$

in cui L è espresso in Henry, C in Farad, R_o è l'impedenza dell'altoparlante, f_c è la frequenza di taglio ed m è una costante il cui valore è eguale a 0,6. Sostituendo alle lettere i valori dati della frequenza di taglio, dell'impedenza e la costante di progetto che si è stabilita, è possibile trovare l'esatto valore d'induttanza e di capacità necessari alla realizzazione del filtro.

Per $f_c = 1000$ Hz, si ha:

$$L_1 = \frac{8}{6,28 \times 1000}\ ;\ L_1 = \frac{8}{6280}$$

$$L_1 = 0,00127\ H$$

$$L_3 = \frac{8}{12.560} = 0,000637\ H$$

$$L_4 = (1+0,6)\frac{8}{6280}\ ;\ L_4 = 1,6\ \left(\frac{8}{6280}\right)$$

$$L_4 = 0,002038\ H.$$

$$G_1 = \frac{1}{6280 \times 8} = 19,9\ \mu F$$

$$C_2 = \frac{2}{6280 \times 8} = 39,8\ \mu F$$

$$C_5 = \left(\frac{1}{1,6}\right)\ \left(\frac{1}{50.240}\right) = 12,4\ \mu F.$$

CALCOLO E REALIZZAZIONE DI UN FILTRO CROSSOVER

(a cura di G. NICOLAO)

Dopo aver trovato i valori di L e C per la rete di filtro è necessario determinare il numero delle spire di filo che potranno produrre l'induttanza richiesta. La formula, tratta dal « Radio Amateur Handbook » che si è dimostrata abbastanza precisa è la seguente

$$N = \sqrt{\frac{3A + 9B}{0,2\ A^2} \times L}$$

in cui N è il numero di spire del filo, A è il diametro dell'avvolgimento espresso in pollici, B è la lunghezza dell'avvolgimento sempre espresso in pollici ed L è l'induttanza in μH. Importante è notare che siccome la formula richiede l'espressione dell'induttanza in μH (dato che originariamente era realizzata per il calcolo di bobine a frequenze più alte di quelle a noi necessarie) è d'uopo trasferire le misure d'induttanza delle bobine in questa misura onde non incorrere in errori. Riferendoci a quanto detto già nella prima parte di questo articolo, per calcolare sia l'induttanza, sia la capacità per una determinata impedenza dell'altoparlante e frequenza di taglio si potranno applicare i calcoli al caso pratico e cioè: ottenere il numero delle spire conoscendo il diametro della nostra bobina (3") e la lunghezza dell'avvolgimento (5") nel modo:

$$\text{Per } L_1 : N = \sqrt{\frac{1,8}{9 + 45} \times 1270} = 195$$

$$\text{Per } L_3 : N = \sqrt{\frac{9 + 45}{1,8} \times 637} = 133$$

$$\text{Per } L_4 : N = \sqrt{\frac{9 + 45}{1,8} \times 2038} = 247$$

la formula che abbiamo indicata (che permettono di calcolare il numero delle spire) non è di una precisione estrema e specialmente per avvolgimenti a strati sovrapposti induce in un possibile errore che varia tra il 5 e il 10%. Dato però che il filtro crossover non è molto critico questo errore può essere tollerato senza gravi inconvenienti. D'altra parte qualora il tecnico desideri realizzare questi filtri con maggior precisione potrà adoperare le formule esclusivamente per un primo orientamento, dopo di che potrà controllare l'effettivo valore dei filtri con un voltmetro a valvola ed un oscillatore di bassa frequenza. E' possibile realizzare la stessa prova anche servendosi esclusivamente di un voltmetro a valvola e di un disco di frequenza, nel qual caso gli strumenti di prova sono più facilmente alla portata di tutti gli amatori. Nel caso dell'autore le prove effettuate hanno dimostrato che per una frequenza di taglio di 1000 Hz l'errore era tale che il taglio era compreso tra 950 e 1050 Hz cioè la tolleranza era più che sufficiene per gli scopi normali.

La realizzazione pratica delle bobine non è affatto difficile: è solo necessario scegliere il supporto che non dovrà avere nucleo interno, per non variare le caratteristiche date dalla formula, e avvolgere su di esso un primo strato di filo. Arrivati in fondo allo strato si potrà coprirlo con un po' di nastro adesivo trasparente e quindi sopra di esso si potrà avvolgere secondo strato, e così via fino ad avere raggiunto il numero esatto di spire necessario.

Finito l'avvolgimento si potranno inserire agli estremi del cartone che costituisce il supporto due terminali ai quali andranno ancorati gli estremi del filo. La bobina dovrà ora essere successivamente impregnata con una colla di tipo normale non sensibile all'umidità trattata ai siliconi, in modo che le caratteristiche del filtro non varino nel tempo. I condensatori che devono essere collegati in parallelo alle bobine possono essere fissati accanto ad ognuna di esse.

Il sistema migliore è quello di porre le bobine in numero di due o tre su una striscetta di bachelite fissate ad alcuni terminali ai quali fanno capo i terminali degli avvolgimenti. I condensatori potranno ora essere fissati tra le bobine, direttamente saldati ai terminali di esse.

Il filtro crossover potrà eventualmente essere schermato con una leggera scatoletta di alluminio del tipo di quelle usate per le medie frequenze, o con una sottile reticella sagomata.

Lo schema di un circuito realizzato in questo modo è illustrato nella figura 2. Esso impiega due filtri, uno per l'altoparlante delle frequenze basse, realizzato con due bobine e una capacità, l'altro per le frequenze alte realizzato con due capacità ed una bobina.

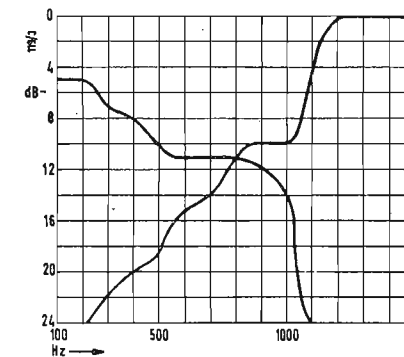



Fig. 3
Curva di risposta del circuito descritto nel testo.

CRITICA SCIENTIFICA[1] DELL'OPERA D'ARTE E DEGLI ARTISTI

di TINO DI GRAZIE

Colloqui tra Maestro di scienza e tecnica dell'arte e discepolo

— Carosone?!

— Un talento musicale il suo.

— No, o meglio è qualcosa di più di un talento.

— E' un uomo geniale.

— Ah! Hanno proprio l'impronta della genialità le sue musiche, secondo te?!

— Egli ha capito d'intuito, intuito geniale, appunto, una verità eufonotecnica fondamentale. O meglio ha saputo trovare un nuovo modo, tra gli incommensurabilmente numerosi possibili, d'applicazione del principio eufonotecnico fondamentale che si può definire semplicemente colle parole: equilibrio essenziale tra uguaglianza e varietà.

— Come? So che tu sei dotto di eufonotecnica, la nuova tecnica dei suoni a scopo artistico...

— Prego la antica eufonotecnica...

— Sì capisco, mi correggo: l'antica eufonotecnica. Ma non pensavo che anche Carosone fosse un eufonotecnico...

— Ma tutti i grandi compositori, e non solo loro, cioè tutti gli autentici cultori di musica, che siano creatori o solo auditori non conta, tutti costoro sono degli eufonotecnici, in senso lato naturalmente. Solo c'è che delle leggi dell'armonia e della composizione non hanno nozione che d'intuito, senza sapere il perchè, il come il cervello elabori.

— Va be', va be'. Ma dimmi, che verità eufonotecnica specifica ha intuito e utilizzato Carosone nella sua musica caratteristica?

— Anzitutto ti dirò che egli usa dei tempi perfetti: ha il senso del tempo. E ciò contribuisce a permettere una facilità maggiore. Cioè il cervello del ballerino o dell'ascoltatore sa valutare esattamente quando si inserisce il successivo impulso.

— Già. Per te la musica è una successione di impulsi...

— Sì, sì. Non solo la musica. Anche tutta la realtà è un susseguirsi, accavallarsi, frastornarsi di impulsi. Ed è per questo che la realtà può essere musicale, oppure cacofonica, cioè caos di suoni, o rumore, a seconda!

— Non divagare.

— Lui, con questa perfezione apparentemente formale delle durate dei tempi, dà un contributo notevole al raggiungimento di una maggiore uguaglianza.

— Ma tu non dicevi che la musica è un equilibrio tra uguaglianza e varietà?

— Sì, appunto. Questo è un contributo alla miglior formazione del primo elemento dei due.

— E come ottiene la varietà?

— Scusa, ma finisco il discorso. Lui ottiene, come del resto gli altri che hanno afferrato il principio subcoscientemente, l'uguaglianza utilizzando anche, e il più possibile, la massima facilità di ricordo, volgarmente detta orecchiabilità.

E questa è proprio l'elemento fondamentale del successo, tanto più del successo popolare.

— Sì, questo lo so. E so anche che è stato trovato che questa facilità è appunto facilità di calcolo operativo da parte degli organi cerebrali proposti. Cioè il cervello dovendo sviluppare meno lavoro cerebrale trova più gusto, più piacere ad ascoltare le musiche di maggior facilità di ricordo o orecchiabilità che non le altre. Vale a dire, in altre parole, l'ascoltatore ha coscienza e preferisce una maggior gradevolezza armonica o consonanza di relazione.

— Ma, e la varietà come l'ottiene Carosone?

— L'ottiene in un modo nuovo. Cioè ottiene la varietà più varia, almeno al momento, oggi, perchè a lungo andare, e anche grazie ai copiatori, perderà pure di potere questo tipo di novità e dovrà essere rinnovata.

L'ottiene cioè con timbri nuovi, strani, inediti, o almeno riesumati dalla notte dei tempi.

— Sì, è vero.

— Inoltre, e ciò non ha niente a che fare colla musica, ma serve a rafforzare la gradevolezza musicale con altro tipo di gradevolezza e a ravvivare, quindi, l'interesse, egli introduce, opportunamente, del brio, dello spirito mediante l'inserimento schietto, spontaneo di trame di parole, discorsi tratti dal vivo della vita e distorti piacevolmente nel comico.

Egli sa cogliere il delicato equilibrio tra la massima compatibile uguaglianza e la massima possibile e non disturbante varietà.

In altre parole egli è passatista e avvenirista nello stesso tempo: soprattutto passatista colla perfezione dei tempi e colla facilità massima di ricordo, e soprattutto avvenirista coll'uso dei nuovi timbri e coll'incrementare la piacevolezza musicale con altri tipi, sempre psicologi, di piacevolezza.

— Tu dici che si può imitare bene Carosone?

— I pappagalli e le scimmie imitano: non l'uomo.

— Sì, lo so... l'uomo impara l'eufonotecnica e, così, me lo hai già detto altre volte, può dare effetto a ogni tipo di gradevolezza musicale, ottenere ogni grado di facilità di ricordo, ogni specie di equilibrio tra uguaglianza e varietà.

— Può, cioè, comporre e apprezzare la musica come è sempre avvenuto, ma fruendo ora di una cognizione di causa molto maggiore e quindi di mezzi realizzativi, compositivi ed esecutivi, e gnoseologici di molto maggiore potere. Ecco.

— L'eufonotecnica, la nuova eufonotecnica, porterà questa rivoluzione?

— La porterà col tempo.

GASLINI: opera 12 - *Tempo e relazione* (dal Festival Internazionale del Jazz - S. Remo 1957) disco 7E - PQ 581 La Voce del Padrone.

— Hai udito il disco « Tempo e relazione » di Gaslini?

— Sì.

— E che ne dici. Sono curioso.

— In sintesi direi che è un bel tentativo, una bella ricerca.

— Spiegati meglio.

— Giunti come siamo a questo punto babelico della storia della musica, egli è uno dei pochi che hanno il coraggio di cercare. Anzitutto devo affermare questo, che è molto importante.

Egli cerca una nuova via di manifestazione musicale. Dotto come è degli ultimi tentativi di ricerca, meno quelli di Graziotin, ben inteso, perchè richiedono una preparazione scientifica particolare, che non credo ci sia artista che abbia, egli utilizza, come spiega sulla copertina del disco stesso, le serie dodecafoniche.

Esaminando da un punto di considerazione normale, egli inserisce nella composizione componenda nuove note, invece di quelle di organizzazione normale, tonale, di maggior facilità di ricordo, cioè maggior gradevolezza armonica.

— Chi ascolta il suo disco è appunto colpito da questa sgradevolezza armonica e incongruenza melodica tradizionalmente parlando.

— A tratti brevi si possono riconoscere organizzazioni melodiche tonali, per così dire, ma esse vengono subito distorte, scombinate secondo l'indirizzo di ricerca seriale che tende ad annullare le fondamentali del discorso melodico-armonico.

Chi ha studiato il problema armonico in base alla scoperta delle leggi dell'armonia e ha cioè una conoscenza definitiva e completa al riguardo almeno come suoni puri, sa come sia difficile a un artista, dotto solo delle regole armoniche tradizionali, conseguire il risultato di far sparire il più possibile la sensazione della fondamentale!

Realmente la fondamentale non sparisce mai. I dodecafonici solo ottengono di livellare il più possibile le fondamentali emergenti nel diagramma (2) rispetto alle altre di fondo, o di alternarle a stretto ritmo al comando del discorso melodico-armonico.

— Se avessero i tuoi mezzi tecnici sarebbe a loro ben più facile comporre in questo modo.

— Ma torniamo al nostro Gaslini. Egli segue questa via perchè cerca nuovi mezzi espressivi.

Però, a mio avviso, dovrebbe tener conto di una considerazione fondamentale, che ogni artista sarebbe bene meditasse, perchè ignorando anche solo in parte essa la storia della musica si ritorcerà su se stessa, come tante volte è avvenuto nel passato, e il procedere verso nuove forme musicali sarà lento come nel passato, o peggio.

E cioè che senza la conoscenza profonda ed oggettiva del fenomeno opera d'arte musicale in tutte le sue possibilità d'essere, e del fenomeno-nuomeno (3) artista compositore nel momento del suo lavoro creativo, cioè senza la scienza, la scienza ultima, in superamento di quella del passato, non si otterranno forme e mezzi espressivi veramente nuovi, o non si otterranno con facilità ed abbondanza.

Oggi, insomma, e senza entrare in esame critico dettagliato e particolarmente nell'esame dell'espressione, siamo vicini ormai alla fusione dell'arte colla scienza, e dovrebbe essere anche quindi degli artisti cogli uomini di scienza o scienziati che dir si voglia.

Solo con questa comunione di intenti sarà possibile inaugurare una nuova era, le cui grandi prospettive nell'arte, come in ogni campo dello scibile, hanno incominciato già a diventare realtà coll'avvento dell'atomo, frutto del lavoro di un formidabile, anche se non perfetto e completo, uomo di scienza e arte: Einstein, e di altri, e con tante scoperte e invenzioni, verso la s'ntesi finale.

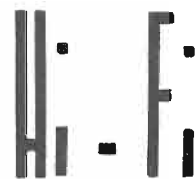
— Ha da pensare Gaslini. E, soprattutto, ha materia di studio. ■

---

(1) O meglio antropoindividuometrica (a. i.m.) oppure delle forze psichiche elementari. Vedi articoli precedenti e il libro: « Dalla scoperta delle leggi dell'armonia alla teorizzazione della formula di composizione musicale » di Italo Graziotin, nelle principali biblioteche italiane.

(2) Vedi il libro di cui a (1).

(3) Noumeno = entità non fenomenica cioè entità trascendente.

Rubrica dei dischi HI - FI

A cura del Dott. Ing. F. Simonini

Per il mese delle vacanze, degli svaghi, del riposo, abbiamo scelto tre bei dischi da 30 cm ed uno da 17 per gli amatori della musica leggera.

Agli amatori del genere classico abbiamo invece riservato dei pezzi tradizionali di notevole importanza storica e musicale.

A tutti vada il nostro migliore augurio: che la musica possa aiutare a ritrovare, fuori dell'assillo del lavoro, quella serenità che è la premessa indispensabile di una buona salute.

Caratteristiche tecniche dell'apparato impiegato per la recensione

Giradischi professionale Garrard, testina rivelatrice Goldring a riluttanza variabile, equalizzazione RIAA (New Orthofonic) preamplificatore con regolazione di volume a profilo (Loudness Control), amplificatore di tipo Williamson da 30 W di uscita con disposizione ultralineare.

Complesso di altoparlanti a combinazione mista labirinto reflex composto da: un altoparlante coassiale Tannoy (gamma 20 - 20.000 periodi) un altoparlante di « presenza » Stentorium da 9 pollici, tre altoparlanti a cono rigido per le note acute a disposizione stereofonica.

Estensione della sala: circa 48 mq. per 3,70 di altezza.

Edizione RCA ITALIANA

Disco LPM 1661 Red Scal
Eartha Kitt St. Louis Blues with Shorty Rogers and His Giants

E' una selezione delle principali canzoni da film interpretate da Eartha Kitt una cantante negra americana.

Si può definire come una raccolta dei principali blues cantanti alla maniera del primo jazz con molte inflessioni di voce e notevole personalità dalla Kitt. I pezzi sono famosi: St. Louis blues, il conosciutissimo ed apprezzato dagli amatori di jazz: Beale street blues, the Mempshis blues, Careless love, Atlanta blues, Yellow dog blues ed altri. Gli arrangiamenti sono di Julian « Matty » Matlock, cinquantenne clarinettista di Poducah nel Kentucky; due soii pezzi invece sono stati arrangiati da Jester Hairston. L'esecuzione orchestrale è molto viva ed efficace. Shorty Rogers è un'ottima tromba ma sopratutto un ottimo leader del complesso nell'esecuzione di questi dodici pezzi.

Non si tratta strettamente di blues anche se sono concordemente tutti attribuiti a W. C. Handy. Tutte le notizie relative ad essi sono state pubblicate nel testo « Teasury of blues » di Charles Boni edito da Mr. Handy con note storiche e critiche di Abbe Niles. E' un disco che interesserà senz'altro gli amatori del jazz per l'importanza storica che esso riveste nel ricercare le linee dei più famosi blues del jazz americano. Il disco della serie Red Seal è molto ben curato come incisione e dà luogo a dei veri e propri effetti di presenza grazie alla voce della cantante presentata opportunamente in piani staccati nettamente dall'esecuzione orchestrale. Buona la pasta e veramente indovinata la copertina che riporta la sagoma della Kitt in atteggiamento da « Sophisticated Lady ».

Disco: LPM - 1099 Red Scal
The Golden AGE of Benny Goodman

Letteralmente « L'epoca d'oro di Benny Goodman » vale a dire l'era dello swing di cui egli è stato riconosciuto come addirittura « The King » il re.

Il merito di Benny è stato indubbiamente quello di aver lanciato su scala nazionale in America il jazz.

La bandiera di questa sua trionfale avanzata che lo portò nel 38 alla Carnegie Hall fu l'originalità degli arrangiamenti e sopratutto il ritmo travolgente, pieno, vivo,

con cui sono condotti i pezzi del suo repertorio, oltre che con delle innovazioni orchestrali come quelle ormai famose del clarino tenore.

E quelli qui raccolti sono i più significativi. Il primo pezzo « Avalon » presenta il famoso quartetto di Benny. I tre nomi che compaiono accanto a lui sono di primo piano: Gene Krupa batteria, Teddy Wilson piano, Lionel Hampton vibrafono.

In King Porter's Stomp si rivela invece tutta l'originalità degli arrangiamenti che sono dovuti, è bene riconoscerlo, ad uno dei più capaci arrangiatori del jazz americano: Fletcher Henderson.

Seguono And the Angel Sing, Don't be that way, Stompin at the Savoy ed il notissimo « Bugle Call Rag ».

Il pezzo più significativo è però sempre Sing Sing Sing il ritmo che trionfò e fece convinto il rispettabilissimo pubblico del Concerto del 1938. Anche per la bella scelta dei motivi questo è un disco senz'altro riuscito e bellissimo.

Lo consigliamo senz'altro a tutti gli appassionati o no del jazz.

Attenti alla equalizzazione ed al solito tagliate appena appena in più gli acuti. La pasta del disco è veramente buona. I pezzi vecchi in edizione originale non sono naturalmente di fedeltà.

Edizioni ARCHIV

Disco APM 14070
Campo di ricerca: « Das Italienische Settecento ».

Luigi Boccherini: Concerto per violoncello obbligato op. 34 in re maggiore.
Quintetto op. 50 n. 3 in mi minore per chitarra, due violini, viola e violoncello.

Approfittiamo volentieri di uno dei « campi di ricerca » della raccolta della Archiv per far conoscere ai nostri lettori una delle glorie musicari del nostro Settecento: Luigi Boccherini. Assieme a Corelli ed a Tartini egli è uno dei più grandi maestri dell'arte degli strumenti a corda del 18° secolo.

Nacque nel 1743 a Lucca (la sua posizione nel tempo sta pressapoco tra quella di Haydn e di Mozart) e morì nel 1805 a Madrid in miseria nonostante la grande fortuna che ebbero le sue composizioni musicali. Come solista di violoncello ebbe modo di frequentare le corti di Vienna, Parigi e Berlino ove fu compositore di corte. Fu universalmente stimato oltre che per la sua arte anche per l'onestà e la innata modestia che ne fanno uno dei migliori personaggi della nostra storia musicale.

Le composizioni musicali del Boccherini ebbero grande successo al suo tempo anche perchè il loro carattere, la pienezza dei motivi ed il largo senso di gioia, si adattava perfettamente allo stile rococò. Questo spiega l'onore in cui furono tenute le sue opere dai contemporanei e l'oblio in cui caddero nel secolo successivo all'avvento della scuola di Vienna.

La fecondità del genio di Boccherini fu sorprendente. In tutte le sue opere dedicate per lo più alla musica da camera ed anche alla musica, strumentale sono infatti più di 300 dalla sonata per piano all'ottetto.

Tra l'altro si deve ricordare che fu Boccherini ad introdurre il quintetto a corde con due violoncelli.

Il concerto in Re maggiore risente della maniera del concerto Grosso inaugurato da Corelli. Due violini sciisti formano con un violoncello ed un contrabbasso egualmente solisti il gruppo centrale che lancia i motivi: « Il concertino ».

Questa è una delle migliori opere, della maturità, di Boccherini; si assiste ad una stupefacente ricchezza di motivi condotti con una vivacità e maestria tali da farci chiedere come mai questo musicista non sia più conosciuto.

La seconda facciata del disco riproduce una delle opere che furono composte dal nostro nel suo periodo di permanenza in Spagna. Fu qui che Boccherini fu invogliato ad introdurre la chitarra nelle sue composizioni. Nacque così questo « Quintetto per chitarra » in cui la sonorità dello strumento viene sfruttata nel modo migliore per contrasto con gli altri strumenti a corda violino viola e violoncello.

Quest'ultimo resta però lo strumento favorito cui viene assegnato il ruolo di eseguire i virtuosismi della composizione.

L'edizione come incisione e pasta è molto curata.

L'Archiv fa effettivamente tutto il possibile per accontentare le esigenze dell'amatore di musica e dell'alta fedeltà. Ottimo il commento stampato all'interno della copertina.

Edizioni RCA Italiana

Disc oLM 2178
Giovanni Brahms. Doppio concerto per violino e violoncello in La minore
Orchestra sinfonica della NBC diretta da Arturo Toscanini.
Violino: Mischa Mischakoff
Violoncello: Frank Miller

Dalla trasmissione della N.B.C. del 13 Novembre 1948.

La N.B.C. ebbe modo di formarsi un'orchestra veramente efficiente e completa sfruttando un elemento di selezione veramente importante e decisiva per la vita dell'orchestra: la personalità di Arturo Toscanini. Molti furono gli esecutori di grande nome e di grandi possibilità che lasciarono le posizioni già raggiunte nel corso della loro carriera per ubbidire al più esigente, specie verso gli uomini di punta, direttore d'orchestra di tutti i tempi.

Vero è che la N.B.C. di queste esigenze teneva conto pagando di conseguenza le prestazioni dei migliori esecutori. Questa opera sinfonica di Brahms, risale al 1887 e fu la sua ultima composizione per strumenti solisti ed orchestra; essa racchiude il pensiero di tutta la sua vita e lo studio dei problemi che essa presenta. Il carattere disteso sereno dell'opera si spiega quindi con questi elementi d'impostazione. Brahms infatti concilia tutti i motivi musicali in un giuoco orchestrale aperto se pur ricco in cui violino e violoncello si fondono in un tutto sonoro senza contrasti. Ogni strumento dà un poco e guadagna da un altro strumento. Toscanini è riuscito a realizzare questa funzione orchestrale con quella magistrale abilità che tutti sempre gli riconobbero. Ottimi i solisti Mischa Mischakoff e Miller.

L'esecuzione su disco è ben riuscita, buona la pasta del disco stesso, efficace e fedele l'incisione. Al solito come in altre edizioni RCA l'equalizzazione degli acuti va spinta agendo sul comando relativo ai toni più elevati per cancellare qualche fruscio che attribuiamo alla ripresa su nastro.

Edizioni LONDON

Disco LTZ-R15084 Vol. 2
Modern Jazz Gallery

Qualcuno ci ha accusato di essere dei tradizionalisti in fatto di jazz, in altre parole di non aver simpatia per il cosidetto jazz freddo.

Rispondiamo con questo disco, che abbiamo scelto per dimostrare che siamo « au dessus de la melée ».

Senza dubbio alcuno il jazz moderno merita ogni attenzione. Più che una posizione di « freddezza » lo distingue un distacco completo a taglio netto, evidentemente voluto dai compositori, da ogni richiamo con il passato, con le origini. E questo distacco avviene con una manifesta espressione di autentica nuova personalità. Sotto questo aspetto ricordiamo ad esempio nella bellissima raccolta di jazz già da noi recensita l'« A-Z del jazz », il pezzo dal titolo « Audrey » che è addirittura di una finezza di espressione romantica del tutto imprevista per chi si avventuri per la prima volta sulla meravigliosa strada del jazz.

Così è in parte per questi 12 bei pezzi eseguiti da sei tra le migliori orchestre, quartetti, sestetti della « West Coast » americana.

E' musica viva, originale di espressione, ma vi si sente una notevole padronanza di mestiere e una maturità che conosce tutte le proprie capacità e ne dà dimostrazione con signorilità e misura.

Siamo lontani dalla posizione entusiastica spontanea quasi anarchica del primo ragtime.

Ma, torniamo a insistere, si tratta di una freddezza che esiste solo come termine di paragone, non in valore assoluto. Il jazz non può di per sè venir mai considerato freddo.

Un bel disco questo! Ottima la ripresa su nastro; gli effetti di batteria permettono dei momenti di autentica « presenza ». Curata ed efficace l'incisione e molto buona la pasta del disco. Lo raccomandiamo a tutti gli appassionati di jazz.

Edizioni RESONANCES

Wolfang Amedeus Mozart
Sérénade « Du Cor de Poste » en Ré Majeur n. 9, KV 320
Orchestre des solistes de Paris, diretta da Louis Martin.

E' questa una delle opere giovanili di Mozart composta a 23 anni su commissione del Principe Arcivescovo di Salisburgo Colloredo nel 1779.

Il termine « Serenata » non deve trarre in inganno, in quanto a quel tempo si intendeva con questa composizione, un'opera musicale di chiaro indirizzo mondano, da eseguire in un salone o all'aperto per celebrare una solennità: o un ricco matrimonio, o un ricevimento di un ospite di riguardo, o una riunione di carattere accademico ecc. Anche la forma musicale della serenata era già ben definita: doveva essere composta da 5 movimenti di cui due minuetti e la tradizione voleva che dopo il primo e il secondo movimento, venisse intercalato un breve concerto.

In questo caso Mozart introduce una piccola sinfonia in due parti: andante grazioso e rondò.

In pratica la « Serenata » si presenta quindi come un concerto in miniatura; completamente contenuto nei 40 minuti di questo disco. L'autore si destreggia molto bene in questi schemi tradizionali con ottimi risultati dal punto di vista della fusione orchestrale e della ricchezza dei motivi.

Tutta la « verve » e la vivacità del giovane genio sono presenti in questa opera giovanile. In un certo senso Mozart, chiuso in un ambiente che non sentiva suo a Salisburgo, riesce ad evadere tramite la sua musica anche se confinato nel vecchio genere della galante serenata ben lontana dalle sue aspirazioni che trovavano in seguito giusto riconoscimento a Vienna.

E' senz'altro, un buon disco; ben eseguito da un complesso affiatato e padrone della musica Mozartiana, altrettanto ben inciso su ottima pasta.

Queste edizioni « Club de la qualité » (Rue de l'Oratoire 6, Paris 1^er^) sono distribuite dal « Club della qualità » con indirizzo in Milano Via Canaletto 15. Si tratta di edizioni curate da amatori, che hanno tra l'altro il pregio di costare in Italia circa la metà delle normali edizioni da 30 cm del mercato.

Ed ora qualche nota tecnica: registrazione eseguita alla Sala Wagram a Parigi con microfoni Schoeps e con tavolo di comando per il mixaggio e magnetofono Sareg con amplificatori Cabasse. Si sono impiegati tre microfoni uno per i violini, uno per i violoncelli ed i bassi, uno per i legni. Si è evitata una eccessiva riverberazione pur conservando una sufficiente dolcezza e finezza per gli strumenti a corda.

Edizione COLUMBIA

Disco SEMQ70
My funny Valentine

Non sapevamo che Nicola Arigliano cantasse così bene in inglese sopratutto con tanta finezza interpretativa.

Questo extended long-play contiene infatti quattro pezzi veramente fini e curati anche come orchestra in cui compare la ottima batteria di Cuppini diretta da Pino Calvi.

I pezzi migliori sono « A beatitul friendship » e « My funny Valentine » (Sei tanto piccola). Meno conosciuti altri due bei motivi di Cole Porter « Why can't you behave » e « You do something to me ».

Nel complesso un buon disco per le ferie e per tutti coloro che nella giovane generazione amano le canzoni di buon gusto. Buona la pasta del disco.

Edizioni DECCA

Disco LXT 5425 Stravinski Petrushka
Orchestra: « de la Suisse Romande »
Direttore: Ernest Ansermet

Dopo tanti pezzi da noi recensiti negli scorsi numeri del repertorio classico sta bene ora questo pezzo moderno e del tutto diciamo antiaccademico. Non per nulla Stravinsky, pupillo di Rimski-Korsakov, fu considerato « l'enfant terrible » della musica contemporanea. Le sue opere più significative furono dedicate ad una figura addirittura leggendaria del teatro russo: Sergei Diaghilev per il quale furono espressamente composti: « l'Uccello di fuoco », Petrushka e « La sagra della primavera ».

Inizialmente la composizione fu estesa da Stravinski come un breve pezzo di concerto per pianoforte ed orchestra.

Successivamente fu rimaneggiata ed ampliata a balletto, in cui naturalmente domina come strumento, il pianoforte, con largo accompagnamento di strumenti a percussione. La prima di Petrushka fu eseguita a Parigi nel giugno del 1911 con il celebre Nijnski nella parte del protagonista. L'azione ha luogo nella piazza dell'Ammiragliato a Pietroburgo nell'anno 1830.

Dal punto di vista dell'alta fedeltà questo è un disco di una certa importanza, quasi un pezzo di prova sopratutto per i transitori e per il giuoco degli acuti. A costo di far parlare di profanazione possiamo dire che la musica di Stravinski è adatta per il controllo dell'intermodulazione. A questo si aggiunga che si tratta di una musica piena di « effetti » che potrà dare delle vere soddisfazioni all'amatore dell'alta fedeltà.

In tutto sono circa 45 minuti di musica; il balletto completo. Buona l'incisione e la pasta del disco ed efficace la direzione orchestrale di Ansermet. Veramente bella vivace e di ottimo gusto la splendida copertina a colori con un buon commento in lingua inglese.

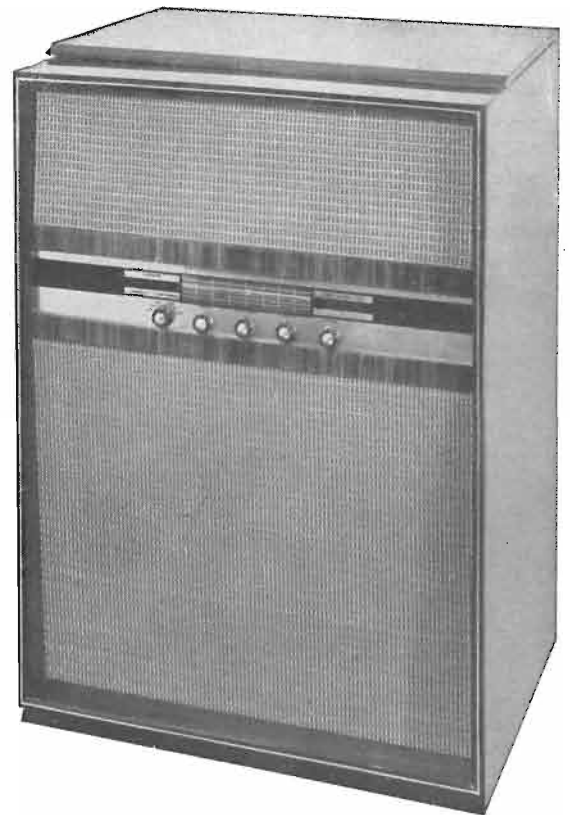
LA CATENA DELLA FEDELTA' MUSICALE!!!

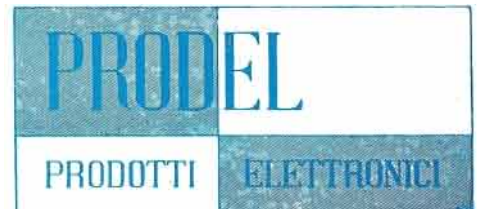
FESTIVAL

Il più imponente radiofono sinora presentato. Due mobili separati affiancabili o sovrapponibili, discoteca con piani in cristallo estraibili. Riproduzione acustica superba, ineguagliabile; soddisfa le esigenze dei più raffinati amatori di musica riprodotta. Tutte le più moderne applicazioni:
- preamplificatore ed amplificatore BF
- agganciamento automatico della stazione in FM
- prese ausiliarie per registratore e televisore
- selettore di canali acustici
- comandi del profilo fisiologico, toni alti e bassi, equalizzatore di registrazione.

Esecuzione di gran lusso.
- 15 Watts di potenza di uscita.
- Controllo visivo della potenza e della distorsione.

CONCERTO

- Apparecchio « Alta Fedeltà » in unico mobile consolle.
- Cassa acustica a chiusura ermetica (Sospensione pneumatica) brevettata.
- Tre altoparlanti.
- Tutti i dispositivi tecnici che distinguono un riproduttore Alta Fedeltà - Antifruscìo - Antifondo - Compensatore di canali - Regolatori visivi di tonalità.
- Qualità di riproduzione musicalmente perfetta.
- Viene fornito con sintonizzatore AM/FM, oppure solo fono.
- Potenza di uscita: 12 Watt.

MELODY
FONO - RADIO FM
Novità 1958

Apparecchio « Vera Alta Fedeltà » tanto in fono che in radio FM.
- 12 Watt di potenza in uscita.
- Amplificatore in controfase assolutamente lineare: 20 - 20.000 cps. a grande riserva di potenza.
- Tre altoparlanti incorporati (più una eventuale di riverberazione).
- Cassa acustica a chiusura ermetica (Sospensione pneumatica brevettata).
- Equalizzazione delle curve di registrazione.
- Testina a peso ridotto di elevata compiacenza.
- Dispositivo per la riproduzione stereofonica.

riproduttori acustici serie Vera Alta Fedeltá

PRODEL S.p.A. milano via aiaccio, 3 - telef. 745477